

# ELEKTRONIK

nowy

miesięcznik  
elektroników  
cena 13.900 zł  
nr ind. 367141

## SLEEP-TIMER do układów zdalnego sterowania (cz. II)



# Tyristorowy układ zapłonowy



## W NUMERZE

Tyristorowy układ zapłonowy	3
Układ sleep-timera do układów	
zdalnego sterowania cz. II	7
Multimetr mierzący kąt fazowy	9
Elektroniczny aparat telefoniczny	10
Fuzzy Logic – nowa jakość w	
elektronicznych systemach sterowania	11
Jeszcze coś o interfejsie	
joysticka do PC-ta	13
Układ cyfrowej stabilizacji	
częstotliwości FFL	14
Budujemy prosty 32 bitowy	
generator wzorcowy	16
Katalog 74HCxxx	17
Spis artykułów – rocznik 1993	21
Stereofoniczny, trzykanałowy	
korrektor graficzny	24
Spis artykułów – rocznik 1993	27
Katalog tranzystorów produkcji	
b. ZSRR	28
Ogłoszenia	28

ELEKTRONIK  
NOWY

Miesięcznik 12/1993 (51)  
Rok czwarty  
Grudzień 1993  
Nakład 40.000 egz.  
Numer zamknięto 22.10.1993  
Cena 1 egz. 13.900 zł  
Nr ind. 367141

Wydawca  
P.W. „ARTCOM”

Adres redakcji:  
82 – 300 Elbląg, ul. Browarna 85  
skr. poczt. 100  
tel./fax 34 – 18 – 84 wew. 32  
ttx 057302

Redagują:  
Jarosław Bereda, Wiesława Oleszczuk,  
Ryszard Świątkowski – red. naczelny

Laboratorium elektroniczne  
tel. 34 – 18 – 84 wew. 31

Stali współpracownicy:  
Dariusz Bieńkowski, Jarosław Choma,  
Witold Dąbrowski, Robert Krzysztofek,  
Andrzej Kusiek, Zbigniew Pedzik,  
Stefan Polom, Henryk Szalkiewicz,  
Sławomir Szczęśliwiec, Aleksander Rode,  
Witold Wrotek

Opracowanie graficzne i DTP  
P.W. „ARTCOM”  
Mariusz Koltun  
Janusz Mikowicz

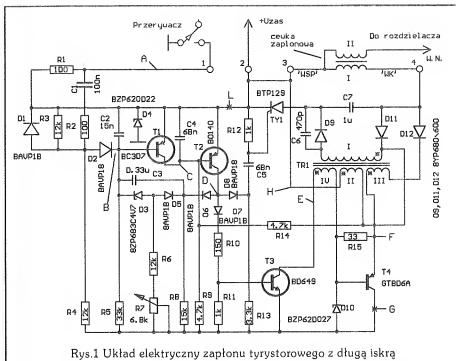
Nasświetlenia:  
P.P.N.H. „EXPLONAF” Sp. z o.o.  
01 – 685 Warszawa, ul. Stachury 4

Druk:  
HELDRAK  
82 – 200 Malbork, ul. Partyzantów 3B  
tel. (0-55) 37-09

Redakcja zastrzega sobie prawo  
dokonywania skrótów oraz adaptacji  
nadesłanych materiałów.

Tyristorowy układ  
zapłonowy

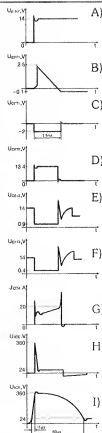
Elektroniczny system zapłonu | ka nawet w niesprzyjających wa-  
mieszanki paliwowej w cylindrach | runkach jego pracy, przy niepełnym



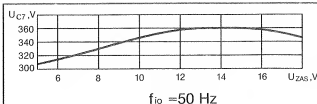
Rys.1 Układ elektryczny zapłonu tyrystorowego z długą iskrą

silnika wewnętrzznego spalania już zajął pierwsze miejsce w kalendarzu. Obecnie istnieje sporo różnych układów tego typu, ale praktycznie wszystkie te układy mogą być zaliczone do jednej z dwóch grup – tyrystorowej charakteryzującej się tym, że energia iskry gromadzi się w kondensatorze lub wersji tranzystorowej z gromadzeniem się energii w cewce zapłonowej o dużej indukcyjności. I te i inne pozwalają znacznie zwiększyć czas eksploatacji zestyków przerwywacza, a ze względu na niektóre parametry wyjściowe przewyższają klasyczny zapłon akumulatorowy, przy czym to przewodnictwo można w szczególności zauważyć w czasie eksploatacji samochodu w ciągu dwóch – trzech lat.

Porównując między sobą urządzenia obydwu typów, można odnotować następujące charakterystyczne zalety i wady. Wersje tranzystorowe konstrukcyjnie są prostsze, szczególnie i głównie zdolne do formowania iskry zapłonowej o dużym czasie trwania (do kilku milisekund). To zapewnia zapłon silni-



Rys.2 Diagramy czasowe napięcia i prądu w charakterystycznych punktach układu



Rys.3 Zależność napięcia  $U_C$  na kondensatorze  $C$ , od napięcia zasilania  $U_{ZAS}$

obciążeniu, jak również przy ubożej mieszance paliwowej oraz zapewnią obniżenie zawartości toksycznych produktów spalania w spalinach.

Jednak z powodu stosunkowo niedużej prędkości narastania wysokiego napięcia na świecy zapłonowej, efektywność pracy systemów tranzystorowych odpowiednio spada przy powstawianiu dróg "ucieczki" (upływności) prądu w wysokowoltowym obwodzie (z powodu nagrau na izolowanej świecy i innych układach pracujących pod napięciem wtórnym cewki zapłonowej). Upływność prądu ujawniająca się dodatkowym obciążeniem, nie pozwala osiągnąć obliczonego napięcia na świecach, co może doprowadzić do wypadania iskry zapłonowej.

Systemy tyrystorowe są nieco bardziej złożone, ale one praktycznie są nieczułe na działanie przedstawionych szkodliwych zjawisk, ponieważ zapewniają impuls wysokiego napięcia o wiele większym nachyleniu zbrocza narastającego na elektrodach świecy, dlatego prąd upływności nie wpływa zasadniczo na jakość pojawiającej się iskry zapłonowej. Czas trwania iskry w tych systemach nie przewyższa 0.2...0.6ms, co z praktycznego doświadczenia autora wynika, że nie zawsze jest dostateczna iskra w celu stabilnej pracy silnika (szczególnie przy jego zapalaniu w różnych warunkach klimatycznych i przy różnych parametrach). Ustalono także, że zwiększenie czasu trwania iskry do 1.5...2.0ms odpowiednio zmniejsza się zawartość toksycznych produktów w wydanych spalinach i podwyższa ekonomię pracy silnika. Jednocześnie przy zwiększaniu czasu trwania iskry, jak wiadomo, wzmacnia się erozja elektrod świecy i nieznacznie zmniejsza się ich żywotność pracy. Zasadniczym jednak parametrem jest tutaj podwyższenie

wości zasadniczego polepszenia parametrów wyjściowego impulsu. Jedną z perspektywicznych dróg dalszego polepszania elektronicznych urządzeń zapłonowych jest obecnie, jak wiadomo, synteza pozytywnych parametrów obrotu systemów. Przykładem takiego rozwiązania układu jest opisywane poniżej urządzenie.

Podstawowy układ – to system tyrystorowy z impulsowym ładowaniem kondensatora, dlatego początkowe formowanie iskry jest w nim charakterystyczne: wysokie nachylenie impulsu wysokiego napięcia. Jednak po rozładowaniu się kondensatora przeskok iskry nie jest przerywany, a podtrzymuje się stosunkowo długo i energia doprowadzana jest do świecy praktycznie niebezpośrednio ze źródła napięcia zasilającego. Odstąpienie od jakichkolwiek pośrednich układów kondensatorowych w celu formowania początkowej fazy iskry, pozwala osiągnąć jej duży czas trwania przy prawie tych samych gabarytach i poborze energii.

System zapewnia stabilizację amplitudy impulsu wyjściowego napięcia w szerokich przedziałach zmian napięcia zasilającego, posiada dwa stopnie zabezpieczenia od przypadkowych zadziałań przy drganiach zestyków przerywacza, zabezpieczenie od zakłóceń impulsowych w obwodzie zasilania i możliwość przełączenia na baterijny wariant zapłonu. Większość elementów urządzenia umieszczono na płytce drukowanej ze złączem, które pozwala szybko zamienić ją na zaspawą przy powstaniu niesprawności.

System zapewnia następujące parametry napięcia impulsowego na cewce zapłonowej:

- amplituda fazy początkowej (przy zmianach napięcia zasilającego w przedziałach 9...18V), V 360±5%
- przedziały regulacji czasu

niezawodności pracy i ekonomika silnika.

W obecnym czasie zarówno tranzystorowe, jak również tyrystorowe systemy wzięte oddzielnie, praktycznie już osiągnęły możli-

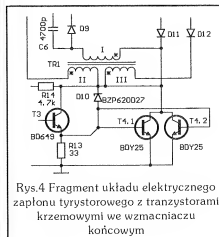
- trwania iskry, ms 1.2...1.8
- maksymalna częstotliwość powtarzania iskry, Hz 300
- prąd pobierany ze źródła zasilania (przy napięciu 14V i częstotliwości powtarzania iskry 100Hz), A 1.7

Układ elektroniczny (patrz Rys.1) składa się z przetwornika monostabilnego z tranzystorami T1 i T2, sterowanego przez nich elektronicznego klucza z tyrystorem Ty1 i tranzystorów T3 i T4, transformatora Tr1 z niemagnetyczną szczelnią w rdzeniu i zasilacza na diodach D9 i D11.

Rozpatrzenie procesów pracy urządzenia należy oczywiście rozpocząć od momentu, kiedy zestyki przerywacza są zwarte po jednym cyklu rozwieranie – zwieranie. Przy pierwszym ich rozwarciu iskra nie powstanie, a odbywa się tylko ładowanie kondensatora C7, co jest charakterystyczne dla wszystkich tyrystorowych urządzeń z impulsowym gromadzeniem energii. Mechanizm ładowania kondensatora C7 będzie jasny z dalszych rozważań.

W przedstawionym położeniu zestyków tranzystor T1 przetwornika będzie odekany prądem bazy, przerywającym poprzez rezystory R5–R8, stabilizator D3 i diodę D5. Kondensator C3 ustalający czas przetwornika jest naladowany ze źródła zasilania poprzez otwarte złącze emiterowe tranzystora T1 i rezystor R8, do stabilnego napięcia (przykładowo 5V), określonego przez stabilizator D3 i diodę D5. Tranzystor T2 jest zatkany. To jest wyjściowe stabilne położenie przetwornika.

Obwód wyzwalający R1, C1, R2, R3, R4, T1, T2 przygotowuje się do



Rys.4 Fragment układu elektrycznego zapłonu tyrystorowego z tranzystorami krzemowymi we wzmacniaczu końcowym

pracy: kondensator C1 ładuje się do połowy napięcia zasilającego z dużą stałą czasową (około 0.6ms) określoną wartościami elementów R2, R3, R4, C1. Ponadto przy drganiach zestyków przerywacza (z odstępem nie większym niż 1ms) nie wywołuje to powstania ładowania, dostatecznego dla wyzwolenia przernutnika. Przy rozwieraniu zestyków przerywacza naładowany kondensator C1 podłącza się poprzez rezystor R1 i R2 do diody D1 i ona odtka się. To powoduje krótkotrwałe podwyższenie napięcia na anodzie diody D2 do wartości równej sumie napięcia zasilania i napięcia na odetkanej diodzie D1. Dlatego dioda D2 odtka się, co doprowadza do głębokiego zmniejszenia się napięcia na bazie tranzystora T1 i jego zatkania. Tranzystor T2 przy tym odtka się, poprzez otwartą diodę D6 zamyka się obwód dodatknej sprężyny zwrotnego przernutnika monostabilnego i on przernutka się w położenie niestabilne.

Kondensator C5 naładowany do napięcia źródła zasilającego, jest podłączony do rezystora R12 poprzez odetkany tranzystor T2 i diodę D8. Pod wpływem tego, na rezystorze R12 formuje się ładujący impuls napięcia, wywołujący odtkanie się tyrystora Ty1. Prąd poprzez odtkającą się tranzystor T2 i diodę D7 powoduje spadek napięcia na rezystorze R11, odtkającą tranzystor T3. W ślad za nim odtka się i tranzystor T4.

Kondensator C7 gromadzący energię poprzez odtkającą się tyristor Ty1, rozładowuje się następnie poprzez pierwotne uzwojenie cewki zapłonowej i w rezultacie czego na jej wtórnym uzwojeniu formuje się impuls wysokiego napięcia o stromym nachyleniu. Impuls ten poprzez rozdzielacz postępuje do świecy i między jej elektrodami powstaje iskrowe rozładowanie tego impulsu.

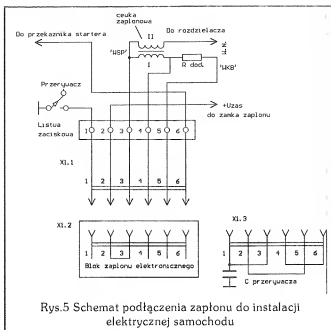
wanie tego impulsu.

Jednocześnie poprzez odtkającą się tranzystor T4 (klucz tranzystorowy) i uzwojenie II transformatora Tr1 od dodatknej bieguny źródła zasilającego zaczyna przepływać prąd. Diody D9 i D12 w tym czasie są zatkane.

Poprzez kilka dziesiątek mikrosekund napięcie na kondensatorze C7 zmniejsza się do poziomu (około 24V), przy którym dioda D2 odtka się. Od tego momentu uzwojenie pierwotne cewki zapłonowej podłącza się poprzez diodę D12, uzwojenie III transformatora Tr1 i odtkany tranzystor T4 bezpośrednio do źródła zasilającego. Powstał w tym obwodzie prąd przybiera charakter linowo narastający, co zapewnia się dzięki odpowiedniej konstrukcji transformatora Tr1. W wyniku zmian w czasie prądu w uzwojeniu pierwotnym cewki zapłonowej, w jej uzwojeniu wtórnym wzbudza się SEM, która jest na tyle dostatecznie duża, że podtrzymuje zapłon wcześniej powstałej iskry w świecy zapłonowej.

W transformatorze Tr1 odbywa się nagromadzenie energii magnetycznej. Przedłużenie tej podstawowej fazy w czasie trwania iskry określa się czasem, w którym odtkany jest wzmacniacz wykonawczy z tranzystorem T4. Wskutek tego następuje zwiększenie prądu w uzwojeniu pierwotnym cewki zapłonowej.

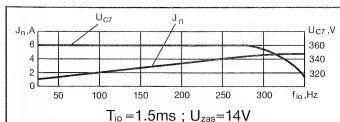
Po przernutaniu przernutnika monostabilnego w położenie niestabilne, zaczyna się przeładowanie kondensatora C3 zadającego czas i napięcie na nim w niektórych momentach zmniejsza się do



poziomu odtkania tranzystora T1. Przernutnik skokowo przernutka się i wraca w położenie wyjściowe, natomiast tranzystor T2 zatyka się, w ślad za nim zatyka się również tranzystor T3 i T4 a prąd w uzwojeniach II i III transformatora Tr1 wyraźnie zmniejsza się. W rezultacie tego w uzwojeniu I powstaje SEM samoindukcyjny, która poprzez diody D9 i D11 ładuje kondensator gromadzący C7 do napięcia około 360V. W tym położeniu będzie on znajdował się do momentu ponownego rozładowania zestyków przerywacza. Dalej proces powtarza się w tej samej kolejności.

Diagramy czasowe napięcia i prądu w niektórych punktach układu, ilustrujące jego pracę, przedstawiono na Rys.2. Oscylogramy B i C zdjęto w stosunku plusowego przewodu zasilania urządzenia, H – w stosunku wyprowadzenia "WK" cewki zapłonowej, A, D, E, F – w stosunku przewodu wspólnego (masy); oscylogram G zdjęto po przernutaniu obwodu kolektora tranzystora T4. Drugi oscylogram J odróżnia się od pierwszego (H) tylko inną skalą w osi czasu. Moment rozwierania zestyków przerywacza oznaczono przez  $t_1$ , a przez  $t_2$  – moment powrotu przernutnika monostabilnego w położenie wyjściowe. Reżim zmian: napięcie zasilania  $U_{zas} = 14V$ , prąd pobierany – 0.8A, częstotliwość wytwarzania iskry  $f = 50Hz$ , czas trwania iskry  $T_{io} = 1.5ms$ .

Napięcie na kondensatorze C7



Rys.6 Zależności napięcia  $U_{C7}$  na kondensatorze C7, i pobieranego przez blok prądu  $I_n$  od częstotliwości iskry zapłonowej  $f_{io}$

gromadzącym energię stabilizuje się w następujący sposób. Przy wzroście napięcia zasilania w czasie przepływu prądu przez tranzystor T4, zmniejsza się on wskutek skrócenia procesu przeładowania kondensatora C3. Dlatego, nie patrząc na to przypieszenie narastania prądu w uzwojeniach II i III transformatora Tr1, w momencie włączenia jego wartość pozostaje bliska nominalnego. SEM powstająca w uzwojeniu I i ładująca kondensator C7, także podtrzymuje się na niezmiennym poziomie. Linio-wość zwiększania prądu powoduje polepszenie się stabilizacji.

Wykres zależności napięcia na kondensatorze C7 od napięcia zasilającego przedstawiono na Rys.3. Na uzwojeniu IV transformatora Tr1 przedstawia się napięcie, częściowo kompensujące napięcie nasycenia tranzystora T3. Pozwala to osiągnąć pełniejsze odtkanie tranzystora kluczującego T4 i podwyższyć jego sprawność. Dioda D2 dzięki dzielnikowi R3, R4 jest zatkana i z tego względu impuls wyzwalający powinien co do wartości koniecznie przewyższyć potęgę napięcia zasilającego. To razem ze stosunkowo dużą wartością stałej czasowej obwodu wyzwalającego podwyższa odporność systemu na zakłócenia. Oprócz tego sygnał z emitera tranzystora T4 postępujący poprzez rezystor R14, chroni przerzutnik przed przypadkowym przerzuceniem przed zakończeniem procesu kształtowania iskry. Stabilizator D4 służy do ograniczenia zakłóceń impulsowych, które mogą powstać w sieci pokładowej samochodu przy pracy startera, różnych przekładników, silników elektrycznych i spowodować zakłócenie w pracy przerzutnika monostabilnego.

W celu bardziej skutecznego zabezpieczenia przed zakłóceniami systemu zapłonowego można dodatkowo przyłączyć filtr LC, włączając dławik w przerwę przewodu plusowego zasilania w punkcie L, a kondensator elektrolytyczny (470µF/25V) – między lewym według schematu wyprowadzeniem dławika i wspólnym przewodem. Równolegle do tego kondensatora pożądaną jest

podłączyć jeszcze jeden kondensator o pojemności około 33nF.

System zapłonowy można bardzo łatwo rozbudować o ogranicznik częstotliwości obrotów wału napędowego silnika. Jego funkcja będzie spełniać rolę obwodu wyzwalania, jeśli zwiększymy wartość rezystancji rezystora R3 i R4 do wartości, przy których stała czasowa obwodu C1, R2, R3, R4 będzie równa przykładowo trzem okresom obliczonej częstotliwości powstawania iskry.

Płytkę drukowaną należy wykonać z foliowanego laminatu szklanoepoksydowego o grubości 2mm. Przy montażu systemu w całość, a szczególnie montażu płytki drukowanej należy zwrócić uwagę, że to urządzenie będzie pracować w ciężkich warunkach (znaczna wibracja, podwyższona temperatura, wilgoć i zapylenie). Dlatego należy zapewnić pewne mocowanie wszystkich elementów i układów, dobre odprowadzenie ciepła, itp.

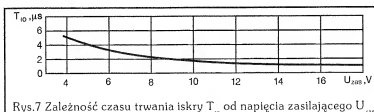
Transformator Tr1 zbudowany z rdzeni transformatorowych zwijanych RZC-13.5/51 o grubości  $g = 15 + 25mm$  (pozostałe dane rdzenia można znaleźć w książce M.Feszczyka – "Wzmocniacze elektroakustyczne" WKŁ 1986 r. str.242 lub w katalogu ZATRY dotyczącego produkowanych przez nich transformatorów sieciowych) z niemagnetyczną szczeliną 0.35mm. Rdzeń transformatora należy dopracować tak, aby elementy przewodu magnetycznego można było ściągnąć śrubami. Uzwojenia najwyżej w porządku ich numeracji z obowiązkową przekładką izo-

satora jest potrzebny w celu zmniejszenia upływności prądu w przerwach między impulsami ładowania. Z tej przyczyny tyrystor Ty1 pożądaną jest dobrać na niskie napięcie włączenia i prąd blokowania nie większy niż 0.5mA. Te warunki spełniają tyrystory typu BTP129-750. Można również zastosować tyrystory produkcji Tesli typu KT505. Jako tranzystor kluczujący T4 w urządzeniu modelowym zastosowano tranzystor produkcji byłego Związku Radzieckiego typu GT806A.

Przy konieczności zamiany tranzystora GT806A należy zwrócić uwagę, że od takich jego parametrów, jak czas wyłączenia i napięcie nasycenia w głównej mierze zależy wyjściowe impulsowe napięcie systemu i energia iskry. Z tego powodu tranzystor ten powinien mieć wartość dopuszczalnego prądu stałego kolektora (w nieprzerwanym reżimie), bliskiego amplitudzie impulsu prądu, równemu w opisanym urządzeniu przykładowo 20A. Z przedstawionych zatem przyczyn najbardziej przydatne są w tym przypadku w kluczu tranzystorowym tranzystory germanowe podanej serii (GT806). W przypadku zastosowania tranzystorów krzemowych produkcji krajowej, na przykład serii BDY25, pożądaną jest włączyć je po dwa równolegle (patrz Rys.4)

Przy montażu bloku elektronicznego zapłonu w samochodzie należy starać się o minimalną długość połączeń przewodowych; przekrój ich nie powinien być mniejszy niż 1.5mm<sup>2</sup>. Schemat podłączenia bloku do systemu sieci pokładowej samochodu przedstawiono na Rys.5. Zmontowane bez pomyłek i ze sprawnych elementów urządzenie, w uruchomieniu nie jest kłopotliwe. Przy

wykorzystywaniu zamiast tranzystora GT806A innego tranzystora w celu polepszenia parametrów impulsu wyjściowego, można próbować dobrać liczbę zwojów uzwojenia IV transformatora Tr1 w przedziale od 1...6. W początkowym okresie eksploatacji urządzenia, należy kontrolować temperaturę cewki zapłonowej i jeśli ona prze-



Rys.7 Zależność czasu trwania iskry  $T_0$  od napięcia zasilającego  $U_{zas}$

lacyjną między warstwami uzwojeń. Uzwojenie I zawiera 850 zwojów przewodu DNE  $\phi$  0.2mm; II i III – po 40 zwojów przewodu odpowiednio DNE  $\phi$  1.2mm i  $\phi$  0.9mm; IV – 2... 3 zwoje przewodu DNE  $\phi$  0.5mm.

Użyty kondensator C7 powinien być na napięcie 750... 1000V. Pewien zapas napięcia tego konden-

grzewa się, należy zmniejszyć czas trwania iskry rezystorem R7. Opisany system może również pracować i z dowolnym bezkontaktowym czujnikiem, należy tylko zapewnić pożądane parametry impulsu wyzwalającego na bazie tranzystora T1. Przy tym elementy C1, R1, D1 mogą być wyłączone. Przy braku tranzystorów mocy wielkiej częstotliwości o strukturze p-n-p, klucz można zbudować według schematu uproszczonego uwidocznionego na Rys.4, jednak

zachodzi przy tym potrzeba zapewnienia izolacji obwodów tranzystorów mocy od radiatora i liczyć się z nieznaczным obniżeniem parametrów wyjściowych urządzenia.

Jeśli system będzie pracował w samochodach, u których cewka zapłonowa nie posiada rezystora ograniczającego  $R_{\text{zad}}$  (patrz Rys.5), to schemat podłączenia bloku odpowiednio upraszcza się. Liczba kontaktów w złączach X1.1 - X1.3 i na liście zaciskowej, a także liczba przewodów w wiązce połącze-

niowej zmniejsza się do czterech.

Na Rys.6 przedstawiono wykres zależności napięcia  $U_{C7}$  na kondensatorze C7 od napięcia zasilającego  $U_{\text{zas}}$  system zapłonowy, natomiast Rys.7 ilustruje zależność czasu trwania  $T_{\text{ic}}$  zapłonowej w funkcji napięcia zasilającego.

Adam Sztorc

## Układ sleep-timera do układów zdalnego sterowania cz.II

Po zmontowaniu układ nie wymaga regulacji. Można jedynie sprawdzić poprawność działania układów zerujących, a w szczególności układu z bramką US4C. Przebieg 21 powinien mieć dłuższą logiczną zero niż przebieg 20 logiczną jedynkę, tak by na wyjściu bramki US4C (przebieg 22), po włączeniu zasilania, od razu pojawiła się logiczna jedynka.

Czas wyłączenia napięcia reguluje się elementami R i C. Szybkość przełączania anod wyświetlaczy reguluje się elementami dotychczas do wyprowadzeń 1 i 2 układu scalonego US11.

Częstotliwość multiwibratora określona jest wzorem:

$$f_0 = \frac{1}{4.4R_{\text{ic}}C_{\text{ic}}}$$

Czas włączenia multiwibratora monostabilnego US1 jest określony wzorem:

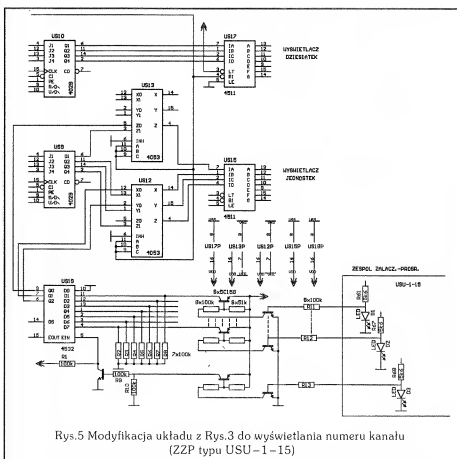
$$t = 2.48R_{\text{ic}}C_{\text{ic}}$$

przy czym kondensator musi być nieelektrolityczny.

Czas pracy tajmera US7 wynosi:

$$t_{\text{out}} = 2.3 \times 2^{15} R_{\text{ic}} C_{\text{ic}} \text{ oraz } R_8 = 2R_{\text{ic}}$$

Układ "sleep-timera" do współpracy z układem scalonym



Rys.5 Modyfikacja układu z Rys.3 do wyświetlania numeru kanału (ZZP typu USU-1-15)

MC1025 działa na podobnej zasadzie jak układ opisany poprzednio, dlatego opis działania ograniczony będzie do przedstawienia różnic.

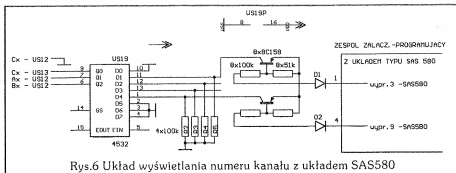
Układ zdalnego sterowania na układach scalonych MC1024-MC1025 pozwala na załączenie 16

kanalów. Najczęściej wykorzystywane jest 4 do 8 kanałów. Przy TV z pilotem typu RB 546 jest przycisk służący do sekwencyjnej zmiany programów. Sygnał ten jest dostępny na wyprowadzeniu nr 9 dekodera UCY7442. Należy wówczas

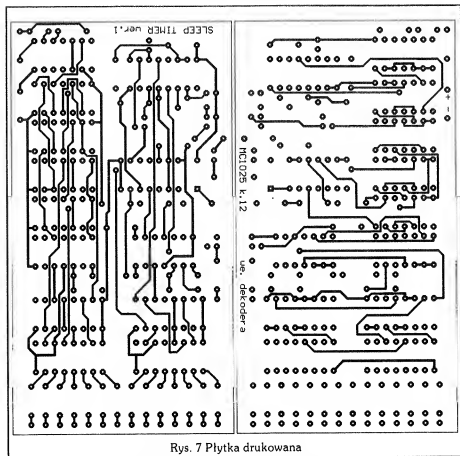
zdemontować elementy służące do sekwencyjnej zmiany programów. Oczywiście można wykorzystać inny sygnał z dekodera, do którego mamy dostęp i odpowiednio dostosować pilota.

Wspólne układy, elementy i przebiegi czasowe oznaczono tak samo.

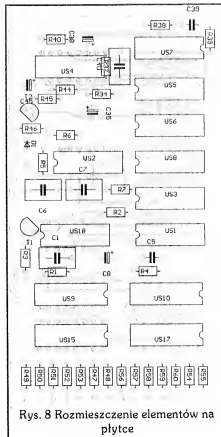
Zasada pracy jest następująca (Rys.3 i Rys.4). Sygnał wejściowy



Rys.6 Układ wyświetlania numeru kanału z układem SAS580



Rys. 7 Płytki drukowane





OTV ELEKTRON. Dla OTV z programatorem na układzie scalonym SAS580 (UL1958) translator pokazano na Rys.6. Podczas pracy telewizora w trybie standby na wyświetlaczu jest wyświetlane "zero".

Tomasz J. Gościński

*Literatura:*

1. P. Gajewski, J. Turczyński: *Cyfrowe układy scalone CMOS, WKŁ, Warszawa 1990*
2. SAA1293 *Remote-Control and Tuning Microcomputer for TV Receivers*, Semiconductors I.T.T., Edition 10/1985, Order No. 6251-243-2E.
3. *Instrukcja serwisowa OTVCM Svrslusz*

TC502/TC505. WEMA. Warszawa 1990.

4. Schemat OTVC ELEKTRON, RE 1,2/1988.
5. Schemat OTVC NEPTUN 546, RE 10/1987.

## Multimetr mierzący kąt fazowy

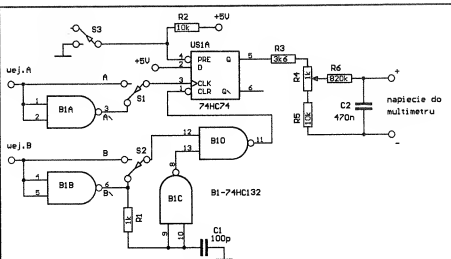
Prosty układ cyfrowy wraz z multimetrem cyfrowym to wszystko co potrzeba do mierzenia fazy pomiędzy dwoma impulsami. Odczyt kąta fazowego dokonuje się bezpośrednio na podstawie wskazania multimetru. Dokładność takiego pomiaru będzie nie gorsza od 1% jeśli częstotliwość wejściowych sygnałów będzie się zawierała w przedziale 100iHz1 do 200iHz2.

### Działanie układu

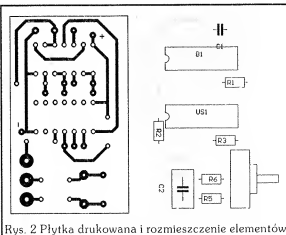
Ponieważ wejście D układu przerzutnika (1/2 74HC74) jest zawsze równe 1, to narazicie zbrocze wejściowego sygnału A będzie ustawiać wyjście przerzutnika w stan 1 – patrz Rys.1. Z drugiej strony sygnał B – po przejściu przez obwód R1, C1 oraz bramki B1c i B1d zostaje uformowany w wąski ujemny impuls, który ustawia wyjście przerzutnika D w stan 0.

Długości impulsów na wyjściu przerzutnika D są równe czasowi pomiędzy dwoma narastającymi zboczami sygnału A i sygnału B. Wyjściowy sygnał jest dzielony na dzielniku rezystorowym R3, R4 oraz R5. Odwrócenie sygnału ma miejsce dzięki R6 i C2. Tak powstały sygnał DC staje się proporcjonalny do stosunku T1/T.

Aby wyskalować układ należy ustawić najpierw pełną skalę. Następnie zamykamy przełącznik S3, powoduje to, że na wyjściu przetwornika otrzymujemy stałą "1". Następnie potencjometrem R4 powinniśmy doprowadzić do sytuacji, w której multimetr wskazuje nam napięcie równe 3.60[V]. Wówczas otrzymujemy rozdzielczość wska-



Rys.1 Wraz z tym układem, multimetrem cyfrowym można zmierzyć kąt fazowy pomiędzy dwoma sygnałami A i B



Rys. 2 Płytką drukowana i rozmieszczenie elementów

zań 1%/0.01[V]. Ustawianie 0 nie jest konieczne. Oczywiście zamiast multimetru cyfrowego, który jest bardzo drogi, można zastosować inny woltomierz.

Odpowiednio ustawiając przetącznik S1 i S2 możemy mierzyć kąty fazowe w różnych wariantach. Wszystkie możliwości pokazuje Tabela 1.

Aleksander Rode

## Tabela 1

S1	S2	Rodzaj pomiaru
A	B	od narastającego zbocza A do narastającego zbocza B
A	$\bar{B}$	od narastającego zbocza A do opadającego zbocza B
$\bar{A}$	B	od opadającego zbocza A do narastającego zbocza B
$\bar{A}$	$\bar{B}$	od opadającego zbocza A do opadającego zbocza B

Opracowano na podstawie:  
Electronic Design 14/90

# Elektroniczny aparat telefoniczny

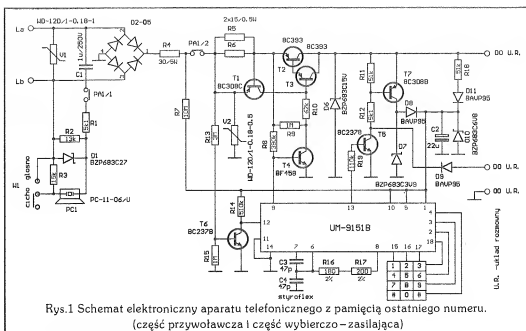
Ostatnie dwudziestolecie upływa pod znakiem systematycznego rozwoju telekomunikacji, polegającego na rozwijaniu sieci, jak też ciągłej modernizacji jej wyposażenia, (centrale i wyposażenie abonentkie). Proces zastępowania rozwiązań tradycyjnych nowoczesną technologią napotyka na trudności głównie z przyczyn ekonomicznych. Planowe unowocześnianie central telefonicznych wymaga jednoczesnego odmodlenia indywidualnych urządzeń po stronie użytkowników. Jedynie w taki sposób możliwa będzie istotna poprawa jakości usług telekomunikacyjnych, które nie ograniczają się do obsługi rozmów telefonicznych. Rozmowa telefoniczna jest jednak podstawowym rodzajem świadczenia, wykorzystywanym przez społeczeństwo, a mającym nie zawsze bezproblemowy przebieg. Nie zawsze też wino leży po stronie usługodawcy.

Prezentowany układ elektroniczny aparatu telefonicznego z klawiaturą cyfrową może być

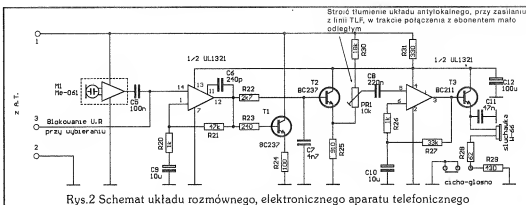
umieszczony we własnej oryginalnej obudowie lub innej po aparacie starszego typu. Posiada on następujące własności:

## użytkowe:

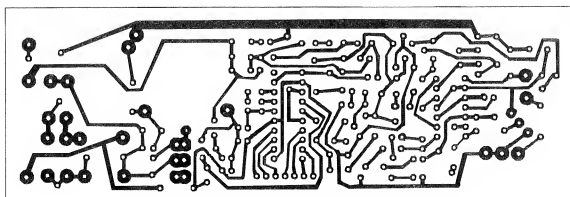
- pamięć ostatniego numeru (automatyczna)
- duża 2 stopniowa głośność wzmacniacza słuchawkowego



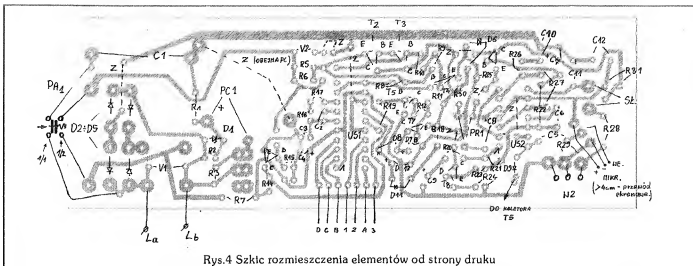
Rys.1 Schemat elektroniczny aparatu telefonicznego z pamięcią ostatniego numeru. (część przywoławcza i część wybierczo-zasilająca)



Rys.2 Schemat układu rozmównego, elektronicznego aparatu telefonicznego



Rys.3 Płytką drukowaną elektronicznego aparatu telefonicznego



Rys.4 Szkic rozmieszczenia elementów od strony druku

- duży sygnał wnoszony z mikrofonu do linii telefonicznej
- małe zniekształcenia transmisji
- przyjemny, jednak donośny sygnał przywoławczy z 2 stopniową regulacją głośności

#### techniczne:

- stabilizacja prądu zasilającego w czasie pracy
- stabilne parametry amplitudowe i czasowe impulsów wybierania numerów

- regulowane sprzężenie układu antylokalnego.

Układ antylokalny regulowany jest w trakcie połączenia z abonentem mało odległym (I strefa) lub najczęściej wywołanym. Regulacja powinna się odbywać w miejscu docelowej lokalizacji aparatu, co pozwoli dostosować układ antylokalny do parametrów własnej linii i centrali. Po uzyskaniu połączenia, tak regulujemy PR1, aby uzyskać minimalne tło pochodzące z włas-

nego mikrofonu, a słyszane w słuchawce. Takie maskowanie własnego sygnału optymalizuje warunki słyszalności drugiego rozmówcy.

Sławomir Szczęśniewicz

Opracowano na podstawie:  
"Elektroniczny aparat telefoniczny"  
J. Wisłowski  
"Zarys telekomunikacji" A. Bogdański  
oraz na podstawie badań autorskich.

## Fuzzy Logic – nowa jakość w elektronicznych systemach sterowania

W najbliższych latach dokona się najprawdopodobniej przetwórczość w sposobie konstruowania złożonych układów elektronicznych. Ich działanie będzie definiowane za pomocą reguł fuzzy logic w odróżnieniu od stosowanej obecnie powszechnie *crisp logic* (logiki "ziarnistej"), o dokładnie określonych dwóch stanach logicznych).

Według oszacowań Laboratoriów Motoroli już w 1995 roku ok. 50% aplikacji mikrokontrolerów będzie pracowała w oparciu o reguły Fuzzy Logic. Wpłyne to na uelastycznienie reakcji systemów i ułatwienie kierowania nimi.

Fuzzy – słowo to w języku angielskim jest używane do określenia czegoś nieprecyzyjnego, nieo-

kreślonego. Podobnie jak wyrażenia naturalnego języka typu "wysoki", "niski", "szczęśliwy", "gruby".

Potrzeba stosowania reguł tego rodzaju logiki wynika z zauważenia faktu, że zadania proste nawet dla dzieci są skrajnie złożone w opisie stosującym tradycyjne techniki obliczeniowe. Znacznie lepszym sposobem opisu i rozwiązywania takich zadań jest naśladowanie ludzkiej intuicji. Teoria logiki fuzzy jest rozszerzeniem klasycznej teorii zbiorów i uogólnieniem logiki dwustanowej (zero-jedynkowej), w których dany element należy albo nie należy do danego zbioru, zaś każde zdanie jest prawdziwe albo fałszywe. W logice fuzzy wprowadza się stopień udziału

(członkowstwa) danego elementu w jakimś zbiorze wyrażane liczbą rzeczywistą z przedziału  $[0,1]$ , jak również stopień prawdy i fałszu danego zdania. Na przykład wyrażenie "Artur jest wysoki" może być w 25% prawdziwe i w 75% fałszywe, jeśli ma, dajmy na to, 170cm wzrostu. Zależy to od intuicyjnego rozumienia określenia "wysoki", które to rozumienie kształtuje się z kolei na podstawie doświadczenia. Logika fuzzy pozwala na ciągłe przejście między prawdą i fałszem.

Aby wprowadzić reguły logiki fuzzy do opisu działania systemu, należy pracę układów opisać przy pomocy terminów i zmiennych typu fuzzy. Przykładem takiego terminu jest "szybko", gdy mówimy o pręd-

kości jazdy samochodu jako zmiennej fuzzy. Innymi terminami fuzzy związanymi ze zmienną "prędkość jazdy" mogą być "wolno", "bardzo wolno", "średnio szybko", "bardzo szybko". Obecnie reguły fuzzy logic mają strukturę najczęściej zapożyczoną z systemów eksperckich. Reguły te opisują działania systemu i wyrażone są za pomocą terminów fuzzy, czyli tak, jak w języku naturalnym. Na przykład: Jeżeli prędkość jazdy jest duża (szybka) i odległość do zatrzymania jest średnio duża, to przyspieszenie jest bliskie zeru i hamowanie jest pewne. Zbiór takich reguł definiuje działanie systemu. Definiowanie działania systemu w ten sposób ma zastosowanie w przypadkach bardzo złożonych, szczególnie przy występowaniu nieliniowości i niepewności. Nie należy tu jednak mylić logiki fuzzy z prawdopodobieństwem zajścia zdarzenia. Prawdopodobieństwo zdarzenia jest miarą przypadkowości zdarzeń, natomiast teoria zbiorów fuzzy i logika fuzzy określa stopień należenia elementu do danego zbioru.

Przykładowo, niech będą dane dwie szklanki z przezroczystym płynem. Jedna z nich oznaczona napisem, że prawdopodobieństwo iż zawiera czystą wodę wynosi 0.91. Za drugą, że stopień należenia do zbioru "czysta woda" wynosi też 0.91. Z której szklanki się napić? W pierwszym przypadku jest 9% szans, że zawartość będzie jakimś innym przezroczystym płynem, choćby terpentyną. W drugim jednakże mamy gwarancję, że płyn należy do zbioru "czysta woda", tyle że w stopniu 0.91, a więc, że może być lekko zanieczyszczona, pochodzić np. z bagien, rzeki czy jeziora.

Różnicę w obydwu podejściach widać dobrze po stwierdzeniu doświadczalnym faktów. Założmy, że mając zestaw do analizy chemicznej stwierdzimy obecność w pierwszej szklance czystej wody, a w drugiej wody z jeziora. Zawartość obydwu szklanek jest znana, prawdopodobieństwo wynosi 1, ale płyn w drugiej szklance nadal ma stopień należenia do zbioru "czysta woda" 0.91.

Ciągłość przejścia od prawdy do fałszu w logice fuzzy przypomina

na trochę elektronice analogowej. Reguły jej można i w tym obszarze stosować, jednakże szybkie i dokładne procesory specjalizowane (np. sygnałowe, DSP—*digital signal processor*) obsługują sygnały analogowe lepiej przy użyciu techniki cyfrowej.

Architektura układów fuzzy logic ma powiązania z systemami sztucznej inteligencji jak również z sieciami neuronowymi. Sieci te są inherentnie nieokreślone, a więc fuzzy, jednakże systemy oparte na regułach fuzzy nie mają rzeczywistej neuronowej struktury. Systemy fuzzy nie są samouczące się, jak sieci neuronowe. "Wiedza" w nich zawarta jest całkowicie opracowana i "włożona" przez konstruktora. Natomiast logika fuzzy i sieci neuronowe są względem siebie komplementarne. Np. sieć neuronowa, pracująca w czasie rzeczywistym jak i autonomicznie, może optymalizować parametry systemu fuzzy. Do niedawna logika fuzzy była używana do modelowania i kontrolowania wielkich systemów naturalnych, jak atmosfera, oceany itp. Sukcesy fuzzy logic w rozwoju systemów sterowania były pewną niespodzianką. Okazało się jednak, że jest ona najlepsza dla:

- \* systemów zbyt złożonych dla dokładnego zdefiniowania
- \* systemów o znaczącym udziale nieliniowości w pracy
- \* systemów o niesprecyzowanych do końca wielkościach wejściowych.

Nawet, gdy konwencjonalne rozwiązania są optymalne i wystarczające, nie należy zapominać o możliwościach logiki fuzzy. Wystarczy dla porównania przypomnieć jak bardzo zostały rozszerzone możliwości tradycyjnych układów po zastosowaniu mikroprocesorów. Obecnie nie ma już problemu, czy zastosować mikroprocesor, ale jak podzielić wykonywanie funkcji między jednostkę centralną a obwody peryferyjne. Nie czekając na dalszy rozwój wypadków można już teraz stwierdzić, że wpływ fuzzy logic na technologię będzie taki jak swego czasu mikroprocesorów.

Krajem najbardziej zaawansowanym w stosowaniu techniki fuzzy logic jest Japonia. Hitachi opracowała fuzzy-control system dla

kolei podziemnej, a wszyscy japońscy producenci samochodów są bardzo zainteresowani zastosowaniem techniki fuzzy w układach antyblokadujących hamulce, aktywnym zatrzymywaniu, sterowaniu silnikami.

Na podstawie dotychczasowych doświadczeń w konstruowaniu systemów fuzzy, wynika, że:

- \* w przypadku systemów sterowania mogących stosować metodę liniową lub fuzzy, systemy fuzzy są 2 do 4 razy prostsze
- \* używając standardowego mikroprocesora, implementacja oprogramowania fuzzy potrzebuje o połowę mniej pamięci niż oprogramowanie liniowe
- \* podstawy konstrukcji systemów fuzzy są znacznie łatwiejsze do nauczania niż metody liniowe, gdyż konstrukcja przebiega intuicyjnie przy użyciu terminów językowych.

## Podsumowanie

Wadą systemów fuzzy jest to, że nie istnieje żadna sformalizowana metoda ich konstruowania ani nie można z całą pewnością powiedzieć, kiedy posłużyć się metodami fuzzy logic i na ile ten sposób podejścia będzie lepszy od dotychczasowego. Dodatkową słabą stroną jest to, że systemy wynikowe nie jest analityczny i, ogólnie biorąc, nie można sprawdzić jego stabilności na papierze. Można natomiast do niektórych systemów fuzzy stosować tradycyjne metody analizy nieliniowej. Sprawdzone to w niektórych systemach krytycznych, m. in. w systemach kontroli lotów.

Należy jednak pamiętać, że logika fuzzy została stworzona do konstruowania systemów bardzo złożonych, dla których nie daje się stworzyć modelu matematycznego lub dla których model taki byłby zbyt dużym uproszczeniem. Tradycyjne systemy sterowania nie pracują w tak złożonych warunkach w ogóle lub tylko marginalnie. Jakkolwiek analiza stabilności tak złożonego systemu będzie tylko słabym obrazem rzeczywistego jego funkcjonowania.

Fuzzy logic jest za to niezastąpiona w opracowywaniu systemów zbyt złożonych i nieliniowych oraz

o zbyt dużej nieokreśloności parametrów wejściowych, aby stosować tradycyjne techniki projektowania.

Wśród krajów mających osiąga-

nięcia w praktycznych realizacjach systemów fuzzy prowadzi Japonia, która, jak się ocenia, wyprzedza USA o 5 lat oraz Europa (a przynajmniej Niemcy i Włochy, wyprzedza-

jące USA o rok).

Robert Krzysztofek

na podst. EDN 7/93

## Jeszcze coś o interfejsie joysticka do PC-ta

W artykule tym chciałbym przedstawić jak w prosty sposób podłączyć joystick stykowy do portu analogowego w IBM PC. Dzięki temu interfejsowi nie tracimy możliwości używania joysticka analogowego a dodatkowo w niektórych grach możemy wykorzystać zalety joysticka cyfrowego. Opisany poniżej układ funkcjonalnie nie różni się od interfejsu joysticka cyfrowego opisanego w NE 7/93. Różnica polega na tym, że układ ten nie jest osobnym, dodatkowym interfejsem lecz urządzeniem pośredniczącym między joystickiem stykowym a portem analogowym w komputerze.

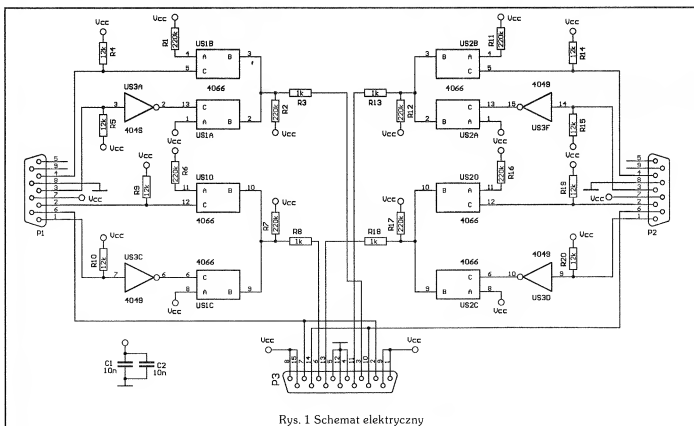
Ze strony komputera joystick

stykowy "widziany" jest jak joystick analogowy, którego rękojeść wychylona z pozycji neutralnej może przyjmować tylko skrajne położenia. Jednak dużo programów gier stosuje właśnie taką metodę analizy położenia rękojeści.

### Sposób działania

Aby zmusić port analogowy do generowania odpowiednich impulsów, konieczne jest "tłumaczenie" zwierających się styków joysticka cyfrowego na rezystancje: 0Ω dla wychylenia w lewo (lub w górę dla drugiej osi), 110kΩ dla położenia neutralnego oraz 220kΩ dla wychylenia w prawo (w dół).

Schemat elektryczny układu przedstawiono na rysunku 1. Do opisanego układu można podłączyć dwa joysticki cyfrowe – złącza P1 i P2. Interfejs składa się z czterech identycznych układów opartych na dwóch kluczach analogowych w elemencie 4066, jednym negatorze 4049 oraz pięciu rezystorach. Rezystory R4 (R9, R14, R19) i R5 (R10, R15, R20) służą do polaryzacji wejść bramek w momencie, gdy styki w joysticku cyfrowym są rozwarne. Rezystory R1 (R6, R11, R16) i R2 (R7, R12, R17) w zależności od stanu klucza U1C (U1B, U2C, U2B) tworzą odpowiednią rezystancję dla portu analogowego. Natomiast rezystor R3 (R8,



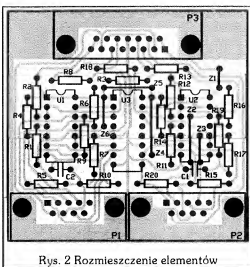
Rys. 1 Schemat elektryczny

R13, R18) zabezpiecza tylko wyjścia kluczy i praktycznie nie ma wpływu na działanie układu. Każdy z tych czterech układów działa w następujący sposób:

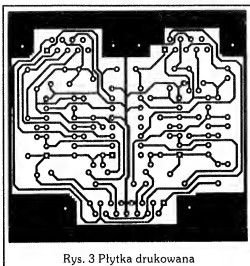
- rękojeść joysticka w neutrum – na wejściu 5 U1C jest stan "H" (klucz zamknięty), a na 13 wejściu U1A "L" (klucz otwarty) dzięki temu wypadkowa rezystancja na nóżce 3 złącza P3 wynosi około 110k,
- rękojeść joysticka wychylna w prawo – na wejściu 5 U1C jest stan "L" (klucz otwarty), a na 13 wejściu U1A "L" (klucz otwarty) – wypadkowa rezystancja na nóżce 3 złącza P3 to około 220k,
- rękojeść joysticka wychylna w lewo – klucz U1A jest zamknięty – rezystancja 1kΩ. Przeciśnięcie klawisza "fire" na rękojeści joysticka stykowego odpowiada jednocześnie przyciśnięciu dwu takich klawiszy w joysticku analogowym. Jednak nieliczne gry "rozróżniają" który "fire" jest naciśnięty.

## Opis konstrukcji

Konstrukcję płytki interface'u przedstawiono na rys. 2. Wszystkie elementy układu interface'u joysticka zmontowano na płycie z lami-



Rys. 2 Rozmieszczenie elementów



Rys. 3 Płytkę drukowaną

natu jednostronnie pokrytego miedzią (rys. 3.). Konieczne jednak jest wlutowanie pięciu zwor Z1, Z2, Z3, Z4 i Z5.

Układ można umieścić w dodatkowym pudełku lub bezpośrednio na płycie przylutować złącza P1, P2 oraz P3. W tym pierwszym przypadku dodatkowo potrzebne jest około 75cm 9-cio żyłowego kabla do połączenia płytki z wtykiem DB15.

## Spis elementów

### Układy scalone:

U1, U2	CD4066
	(MCY74066)
U3	CD4049
	(MCY74049)

### Rezystory (0.125W 20% MŁT)

R1, R2, R6, R7,	
R11, R12, R16, R17	220kΩ
R3, R8, R13, R18	1kΩ
R4, R5, R9, R10,	
R14, R15, R19, R20	10kΩ...22kΩ

### Kondensatory:

C1, C2	10nF ceramiczny
--------	-----------------

### Złącza:

P1, P2	złącza męskie
	CANNON DB9
P3	złącze męskie
	CANNON DB15

**UWAGA!** zwory Z2 i Z3 przecho-  
dzą pod układem U2, dlatego na-  
leży je przylutować w pierwszej  
kolejności.

Zbigniew Kurbiel

# Układ cyfrowej stabilizacji częstotliwości FLL

W "Radioelektroniku" nr 2/1982 [L] został opisany niezwykle prosty i skuteczny układ cyfrowej stabilizacji częstotliwości FLL (Frequency Locked Loop) z mieszaczem harmonicznym na przerzutniku D typu 4013. Jedyną chyba wadą przedstawionego tam rozwiązania jest niewielka maksymalna częstotliwość pracy układu FLL – wynosząca 6...7 MHz.

Układ FLL mogący pracować te-

oretycznie do ok. 50...60 MHz, z mieszaczem harmonicznym na układzie scalonym 74HCT74, przedstawiono na Rys.1. W praktyce czas odpowiedzi pętli FLL na zmieniającą się częstotliwość generatora w.c.z. (zależny od rastra częstotliwości pętli FLL, tzn. odległości między sąsiednimi "prążkami", na których jest spełniony warunek synchronizmu oraz od stałej czasowej integratora) musi być krótszy

od czasu jaki "płynąca" częstotliwość VFO potrzebowałaby na przeskoczenie na sąsiedni "prążek" i dlatego, nie zawsze będzie możliwe osiągnięcie maksymalnej częstotliwości pracy (50...60 MHz). Generator częstotliwości wzorcowej (1 MHz) oraz zespół dzielników częstotliwości pracuje na układach scalonych U51 i U52 (4060 i 4520). Przełącznikiem P1 (używanym jedynie podczas uruchamiania urzą-



# Budujemy prosty 32 bitowy generator wzorcowy

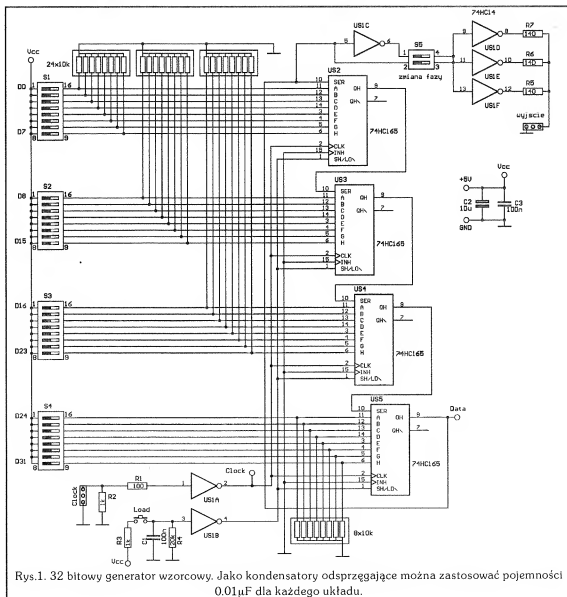
Podczas projektowania układów cyfrowych zakładamy na jakie pobudzenia dany układ musi reagować i jaka ma być odpowiedź tego układu. Wykonujemy projekt, uruchamiamy go i co dalej? Jak sprawdzić czy działa poprawnie? W jaki sposób pobudzić dany układ, jak wygenerować odpowiednie wzory pobudeń? Poniżej opisano pewien praktyczny układ, który pomoże nam rozwiązać ten problem. Przy pomocy tego układu możliwe będzie zaprogramować sobie dowolny 32 bitowy ciąg bitów i generować go cyklicznie z praktycznie dowolną częstotliwością.

Prosty 32 bitowy generator wzorcowy przedstawiony na Rys.1 może pracować przy wysokich częstotliwościach. Cztery 8 bitowe rejestry przesuwne typu 74HC165 stanowią 32 bitowy równoległo-szeregowy konwerter (U2 + U5 połączony w kaskadę Rys.1). Każdy z rejestrów przesuwnych otrzymuje dane równoległe z 8 bitowych przełączników S1 ÷ S4. Na tych przełącznikach ustawiany jest 32 bitowy, który będzie szeregowo wysuwany po załadowaniu równoległym tego wzorca sygnałem SH/LD. Ładowanie równoległe jest inicjowane przez naciśnięcie przycisku LOAD, który spowoduje

pojawienie się niskiego poziomu na wyjściu bramki U<sub>10</sub>, czyli na wejściach SH/LD układów U2 + U5. W ten sposób zostanie załadowany wzorec 32 bitowy. Kondensator 0.1μF, który jest połączony do wejścia bramki U<sub>10</sub>, służy do eliminowania zakłóceń, które powstają w momencie przełączania przycisku LOAD. Stany pojawiające się na wyjściu są cykliczne dzięki temu, że z wyjścia DATA jest zwrotnie podawany sygnał do wejścia pierwszego rejestru przesuwanego. W efekcie ten sam zaprogramowany wcześniej przebieg cyklicznie wę-

druje przez rejestry przesuwne i pojawia się na wyjściu. Kolejne bity danych przesuwane są opadającym zboczem sygnału zegarowego Clock, który po odwróceniu fazy na bramce U<sub>1A</sub> podawany jest równoległe do wszystkich wejść zegarowych CLK układów U2 + U5. Wyjście sygnału jest zbierane z wejścia pierwszego rejestru przesuwanego U2 – patrz Rys.1. i buforowane przez bramki U<sub>1D</sub>, U<sub>1E</sub>, U<sub>1F</sub>. Trzy rezystory 140Ω oraz trzy równoległe bramki U<sub>1D</sub>, U<sub>1E</sub> i U<sub>1F</sub> formują bar-

ciąg dalszy na str. 21



Rys.1. 32 bitowy generator wzorcowy. Jako kondensatory odsprężające można zastosować pojemności 0.01μF dla każdego układu.



Bezwzględna max. wartość w normalnych warunkach pracy

Napięcie zasilania,  $V_{CC}$ ..... -0.5 do 7VPrąd wejściowy,  $I_{BI}(V_i < 0 \text{ lub } V_i > V_{CC})$ .....  $\pm 20\text{mA}$ Prąd wyjściowy,  $I_{OL}(V_O < 0 \text{ lub } V_O > V_{CC})$ .....  $\pm 20\text{mA}$ Prąd wyjściowy przy pracy ciągłej,  $I_O(V_O=0 \text{ do } V_{CC})$ .....  $\pm 25\text{mA}$ Prąd przy pracy ciągłej poprzez  $V_{CC}$  lub GND.....  $\pm 50\text{mA}$ Zakres temperatury pracy.....  $-65^\circ\text{C}$  do  $150^\circ\text{C}$ 

Charakterystyczne wartości w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	WARUNKI PRACY	$V_{CC}$	TA=25°C			SN 74HC298		JEDN.
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$V_{OH}$	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH} = -20 \mu\text{A}$	2V	1.9	1.998		1.9		V
		4.5V	4.4	4.499		4.4		
		6V	5.9	5.999		5.9		
	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH} = -4\text{mA}$	4.5V	3.98	4.30		3.84		
$V_{OL}$	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = -20 \mu\text{A}$	2V		0.002	0.1		0.1	V
		4.5V		0.001	0.1		0.1	
		6V		0.001	0.1		0.1	
	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 4\text{mA}$	4.5V		0.17	0.26		0.33	
	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 5.2\text{mA}$	6V		0.15	0.26		0.33	
	$V_i = V_{CC}$ lub 0	6V		$\pm 0.1$	$\pm 100$		$\pm 1000$	
$I_{CC}$	$V_i = V_{CC}$ lub 0, $I_O = 0$	6V			8		80	$\mu\text{A}$
$C_i$		2 do 8V		3	10		10	pF

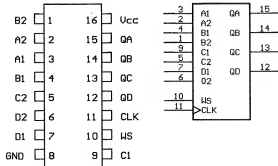
Charakterystyczne parametry czasów przełączeń w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	OD (WEJŚCIE)	DO (WYJŚCIE)	$V_{CC}$	TA=25°C			SN74HC298		JEDN.
				MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$f_{max}$			2V 4.5V 6V	6.5 33 38			5.5 27 31		MHz
$t_{sd}$	CLK	każde	2V 4.5V 6V		46 15 12	125 25 21		155 31 26	ns
$t_i$		każde	2V 4.5V 6V		38 8 6	75 15 13		65 19 16	ns

Zalecane warunki pracy

		SN 74HC298			JEDN.
		MIN	NOM	MAX	
$V_{CC}$		2	5	6	V
$V_{IH}$	$V_{CC}=2\text{V}$	1.5			V
	$V_{CC}=4.5\text{V}$	3.15			
	$V_{CC}=6\text{V}$	4.2			
$V_{IL}$	$V_{CC}=2\text{V}$	0		0.3	V
	$V_{CC}=4.5\text{V}$	0		0.9	
	$V_{CC}=6\text{V}$	0		1.2	
	$V_{CC}=6\text{V}$	0		1.2	
$V_i$		0		$V_{CC}$	V
$V_O$		0		$V_{CC}$	V
$t_i$	$V_{CC}=2\text{V}$	0		1000	ns
	$V_{CC}=4.5\text{V}$	0		500	
	$V_{CC}=6\text{V}$	0		400	
	$V_{CC}=6\text{V}$	0		400	
$T_A$		-40		85	$^\circ\text{C}$

Opis wyprowadzeń



Bezwzględna max. wartość w normalnych warunkach pracy

Napięcie zasilania, $V_{CC}$ .....	-0.5 do 7V
Prąd wejściowy, $I_{in}$ ( $V_i < 0$ lub $V_i > V_{CC}$ ).....	±20mA
Prąd wyjściowy, $I_{ok}$ ( $V_o < 0$ lub $V_o > V_{CC}$ ).....	±20mA
Prąd wyjściowy przy pracy ciągłej, $I_o$ ( $V_o=0$ do $V_{CC}$ ).....	±35mA
Prąd przy pracy ciągłej poprzez $V_{CC}$ lub GND.....	±70mA
Zakres temperatury pracy.....	-65°C do 150°C

Zalecane warunki pracy –  
identyczne jak 74HC298

Charakterystyczne wartości w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	WARUNKI PRACY	$V_{CC}$	TA=25°C			SN 74HC299		JEDN.
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$V_{OH}$	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{OL}$ , $I_{OH} = -20 \mu A$	2V	1.9	1.998		1.9		V
		4.5	4.4	4.499		4.4		
		6V	5.9	5.999		5.9		
	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{OL}$ , $I_{OH} = -4mA$ A/Q, thru H/Q, $I_{OL} = -8mA$	4.5V	3.98	4.30		3.84		
$V_{OL}$	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{OL}$ , $I_{OL} = 20 \mu A$	2V		0.002	0.1		0.1	V
		4.5V		0.001	0.1		0.1	
		6V		0.001	0.1		0.1	
	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{OL}$ , $I_{OL} = 4mA$ A/Q, thru H/Q, $I_{OH} = 8mA$	4.5V		0.17	0.26		0.33	
$I_i$	$V_i = V_{CC}$ lub 0	6V	±0.1	±100		±1000		nA
	$V_o = V_{CC}$ lub 0, $V_i = V_{IH}$ lub $V_{OL}$	6V	±0.01	±0.5		±5		μA
$I_{CC}$	$V_i = V_{CC}$ lub 0, $I_o = 0$	6V			8		80	μA
$C_i^+$		2 do 6V		3	10		10	pF

\* dla przejść  $Q_n$ – $Q_n$  parametr  $I_i$  zawiera się w wyjściowym prądzie w stanie OFF

\*\* parametr  $C_i$  nie odnosi się do końcówek I/Q ( $Q_n$ – $Q_n$ )

Charakterystyczne parametry czasów przełączeń w normalnych warunkach pracy

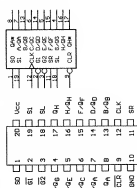
PARAMETR	OD (WEJŚCIE)	DO (WYJŚCIE)	$V_{CC}$	TA=25°C			SN74HC299		JEDN.
				MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$t_{pd}$	CLK	$Q_n$ thru $Q_n$	2V 4.5V 6V		56 21 16	230 46 39		288 58 49	ns
$t_{en}$	$\overline{G1}$ lub $\overline{G2}$	$Q_n$ thru $Q_n$	2V 4.5V 6V		94 38 33	220 44 37		275 55 47	ns
			2V 4.5V 6V		130 59 49	450 90 77		563 113 96	ns
	CLR	$Q_n$ thru $Q_n$	2V 4.5V 6V		63 21 17	260 52 44		325 65 55	ns
			2V 4.5V 6V		45 17 13	210 42 36		265 53 45	ns

Tabela funkcji

TRYB	WEJŚCIA							WEJŚCIA/WYJŚCIA								WYJŚCIA		
	CLR	WYBÓR FUNKCJI		WYJŚCIE KONTROLNE		CLK	SZEREGOWE		A/Q <sub>n</sub>	B/Q <sub>n</sub>	C/Q <sub>n</sub>	D/Q <sub>n</sub>	E/Q <sub>n</sub>	F/Q <sub>n</sub>	G/Q <sub>n</sub>	H/Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>
		S1	S0	G1	G2		SL	SR										
ZEROWANIE	L	X	L	L	L	X	X	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
	L	L	X	L	L	X	X	X	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
	L	H	H	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	L	L
ZATRZYMANIE	H	L	L	L	L	X	X	X	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>
	H	X	X	L	L	L	X	X	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>
PRZESUW W PRAWO	H	L	H	L	L	↑	X	H	H	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	H	Q <sub>n</sub>
	H	L	H	L	L	↑	X	L	L	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	L	Q <sub>n</sub>
PRZESUW W LEWO	H	H	L	L	L	↑	H	X	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	H	Q <sub>n</sub>
	H	H	L	L	L	↑	L	X	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>	L	Q <sub>n</sub>
ŁADOWANIE	H	H	H	X	X	↑	X	X	a	b	c	d	e	f	g	h	a	h

\* kiedy jeden z dwóch bitów  $\overline{G1}$ ,  $\overline{G2}$  (lub obydwu) jest w stanie wysokim, wszystkie końcówki I/Q są odcięte stanem wysokiej impedancji, natomiast operacje szeregowo lub zerowanie są możliwe

Opis wyprowadzeń



Bezzględna max. wartość w normalnych warunkach pracy

Napięcie zasilania,  $V_{CC}$ ..... -0.5 do 7VPrąd wejściowy,  $I_{IK}(V_i < 0 \text{ lub } V_i > V_{CC})$ .....  $\pm 20\text{mA}$ Prąd wyjściowy,  $I_{OK}(V_o < 0 \text{ lub } V_o > V_{CC})$ .....  $\pm 20\text{mA}$ Prąd wyjściowy przy pracy ciągłej,  $I_o(V_o = 0 \text{ do } V_{CC})$ .....  $\pm 35\text{mA}$ Prąd przy pracy ciągłej poprzez  $V_{CC}$  lub GND.....  $\pm 70\text{mA}$ Zakres temperatury pracy.....  $-65^\circ\text{C}$  do  $150^\circ\text{C}$ 

Zalecane warunki pracy -

identyczne jak 74HC298

Charakterystyczne wartości w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	WARUNKI PRACY	$V_{CC}$	TA=25°C			SN 74HC352		JEDN.
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$V_{OH}$	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH} = -20 \mu\text{A}$	2V	1.9	1.998		1.9		V
		4.5	4.4	4.499		4.4		
		6V	5.9	5.999		5.9		
$V_{OL}$	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = -6\text{mA}$	4.5V	3.98	4.30		3.84		V
	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = -7.8\text{mA}$	8V	5.48	5.80		5.34		
	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 20 \mu\text{A}$	2V		0.002	0.1		0.1	
		4.5V		0.001	0.1		0.1	
$V_{OL}$	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 6\text{mA}$	4.5V		0.17	0.26		0.33	V
	$V_i = V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL} = 7.8\text{mA}$	6V		0.15	0.26		0.33	
$I_i$	$V_i = V_{CC}$ lub 0	6V	$\pm 0.1$			$\pm 100$		nA
$I_{OZ}$	$V_o = V_{CC}$ lub 0	6V	$\pm 0.01$			$\pm 0.5$		$\mu\text{A}$
$I_{CC}$	$V_i = V_{CC}$ lub 0, $I_o = 0$	6V				8		$\mu\text{A}$
$C_i$		2 do 6V	3			10		pF

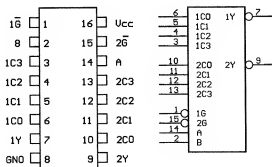
Charakterystyczne parametry czasów przełączeń w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	OD (WEJŚCIE)	DO (WYJŚCIE)	$V_{CC}$	TA=25°C			SN74HC352		JEDN.
				MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$t_{pd}$	A lub B	Y	2V 4.5V 6V		58 17 14	185 37 32		230 46 39	ns
$t_{pd}$	Dane (każde C)	Y	2V 4.5V 6V		47 14 12	175 35 30		220 44 37	ns
$t_{pd}$	$\bar{G}$	Y	2V 4.5V 6V		27 10 8	135 27 23		170 34 29	ns
$t_i$		Y	2V 4.5V 6V		20 8 6	60 12 10		75 15 13	ns

Tabela funkcji

WYBÓR WEJŚC		DANE WEJŚCIOWE				WYJŚCIE DOSTĘPNE	WYJŚCIE
B	A	C0	C1	C2	C3	G	Y
X	X	X	X	X	X	H	H
L	L	L	X	X	X	L	H
L	L	H	X	X	X	L	L
L	H	X	L	X	X	L	H
L	H	X	H	X	X	L	L
H	L	X	X	L	X	L	H
H	L	X	X	H	X	L	L
H	H	X	X	X	L	L	H
H	H	X	X	X	X	L	L

Opis wyprowadzeń



podwójny multiplekser 1 z 4 z wyjściami typu otwarty-dren

# 74HC353

Bezwzględna max. wartość w normalnych warunkach pracy

Napięcie zasilania,  $V_{CC}$ ..... -0.5 do 7V

Prąd wejściowy,  $I_{IK}(V_i < 0 \text{ lub } V_i > V_{CC})$ .....  $\pm 20\text{mA}$

Prąd wyjściowy,  $I_{OK}(V_O < 0 \text{ lub } V_O > V_{CC})$ .....  $\pm 20\text{mA}$

Prąd wyjściowy przy pracy ciągłej,  $I_{OQ}(V_O=0 \text{ do } V_{CC})$ .....  $\pm 35\text{mA}$

Prąd przy pracy ciągłej poprzez  $V_{CC}$  lub GND.....  $\pm 70\text{mA}$

Zakres temperatury pracy..... -65°C do 150°C

Zalecane warunki pracy -  
identyczne jak 74HC298

Charakterystyczne wartości w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	WARUNKI PRACY	$V_{CC}$	TA=25°C			SN 74HC353		JEDN.
			MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$V_{OH}$	$V_I=V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH}=-20\text{ }\mu\text{A}$	2V	1.9	1.998		1.9		V
		4.5	4.4	4.499		4.4		
		6V	5.9	5.999		5.9		
	$V_I=V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OH}=-8\text{mA}$	4.5V	3.98	4.30		3.84		
$V_{OL}$	$V_I=V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL}=20\text{ }\mu\text{A}$	2V		0.002	0.1		0.1	V
		4.5V		0.001	0.1		0.1	
		6V		0.001	0.1		0.1	
	$V_I=V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL}=8\text{mA}$	4.5V		0.17	0.26		0.33	
$V_{OL}$	$V_I=V_{IH}$ lub $V_{IL}$ , $I_{OL}=7.8\text{mA}$	6V		0.15	0.26		0.33	V
$I_I$	$V_I=V_{CC}$ lub 0	6V	$\pm 0.1$	$\pm 100$		$\pm 1000$		nA
$I_{OZ}$	$V_O=V_{CC}$ lub 0	6V	$\pm 0.01$	$\pm 0.5$		$\pm 5$		$\mu\text{A}$
$I_{CC}$	$V_I=V_{CC}$ lub 0, $I_O=0$	6V		8		80		$\mu\text{A}$
$C_I$		2 do 6V		3	10		10	pF

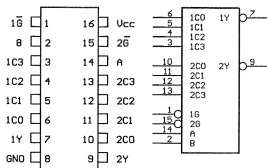
Charakterystyczne parametry czasów przełączeń w normalnych warunkach pracy

PARAMETR	OD (WEJŚCIE)	DO (WYJŚCIE)	$V_{CC}$	TA=25°C			SN74HC353		JEDN.
				MIN	TYP	MAX	MIN	MAX	
$t_{pd}$	A lub B	Y	2V		60	185		230	ns
			4.5V		17	37		46	
			6V		14	32		39	
$t_{pd}$	Dane (każde C)	Y	2V		48	175		220	ns
			4.5V		14	35		44	
			6V		11	30		37	
$t_{en}$	$\bar{G}$	Y	2V		37	135		170	ns
			4.5V		11	27		34	
			6V		9	23		29	
$t_{dis}$	$\bar{G}$	Y	2V		22	135		170	ns
			4.5V		13	27		34	
			6V		11	23		29	
$t_i$	każde		2V		20	60		75	ns
			4.5V		8	12		15	
			6V		6	10		13	

Tabela funkcji

Opis wyprowadzeń

WYBÓR WEJŚĆ		DANE WEJŚCIOWE				WYJŚCIE DOSTĘPNE		WYJŚCIE
B	A	C0	C1	C2	C3	$\bar{G}$	Y	
X	X	X	X	X	X	H		Z
L	L	L	X	X	X	L	H	
L	L	H	X	X	X	L	L	
L	H	X	L	X	X	L	H	
L	H	X	H	X	X	L	L	
H	L	X	X	L	X	L	H	
H	L	X	X	H	X	L	L	
H	H	X	X	X	L	L	H	
H	H	X	X	X	X	L	L	



ciąg dalszy ze str. 16

dzo szybkie 50Ω wyjście generatora. Faza sygnału wyjściowego może być zmieniana za pomocą przełącznika S5, który podaje na wyjście sygnał prosty lub odwrócony po przejściu przez bramkę inwertującą U<sub>10</sub>.

Układ ten może być przydatny i wygodny przy testowaniu cyfrowego odbioru i może pracować z prędkościami nawet powyżej 10Mbit/s. Wyższe prędkości pracy układu mogą być osiągnięte przez zamianę układów serii HC na układy z szybszej rodziny układów cyfrowych. W przypadku, gdy chce-

my uzyskać dłuższe wzorcowe sekwencje można dodawać kolejne rejestry przesuwne kaskadowo wg. Rys.1.

Aleksander Rode

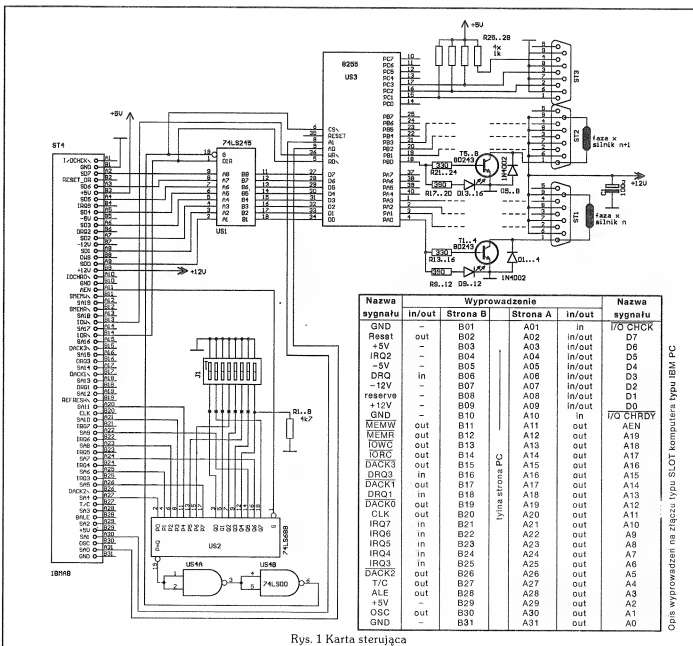
Opracowano na podstawie:  
Electronic Design 2/91

## Silnik krokowy z PC-tem

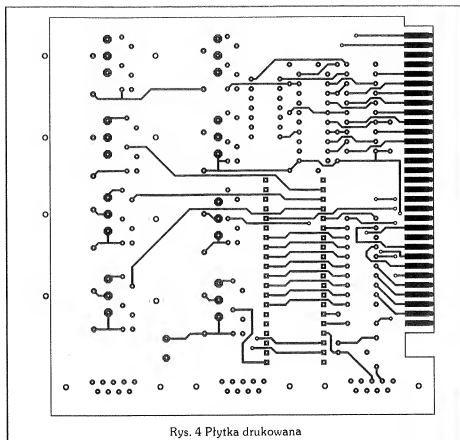
Przedstawiona zostanie karta sterująca dla komputera typu IBM PC umożliwiająca przyłączenie

dwóch silników krokowych z obciążeniem ok. 18W/fazę. Gdyby to nie wystarczało, jest możliwość użycia

dotatkowego układu wspomagającego w formie eurokarty, który jest w stanie dostarczyć do 30W mocy.



Rys. 1 Karta sterująca



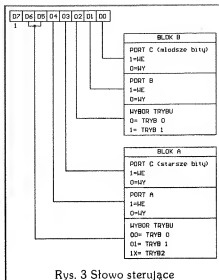
Rys. 4 Płytką drukowaną

Schematy ideowy i montażowy obu układów są na rysunkach, odpowiednio, 1 i 6.

W skład karty wchodzi popularny programowalny układ interfejsu

równoległego I/O 8255, dekodery adresu na układzie 74LS688, bufor magistrali 74LS245 i wykonawcze tranzystory mocy BD243.

Układ 8255 posiada 3 porty I/O:



Rys. 3 Słowo sterujące

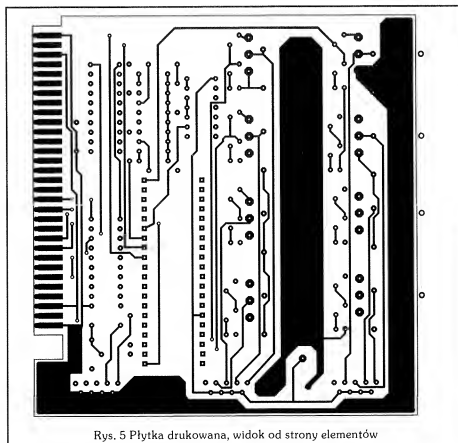
A, B, C. Są one zgrupowane w dwa bloki: A – port A i starszy półbajt portu C – oraz B – port B i młodszy półbajt portu C. Przepływem danych w układzie 8255 sterują bity adresowe A0, A1 następująco:

A1	A0	D7...D0
0	0	port A
0	1	port B
1	0	port C
1	1	rejestr sterujący

Konfigurację portów określa słowo sterujące wczytywane do rejestru sterującego (rys.3). Oba bloki mogą niezależnie pracować w trzech różnych stanach, z których tylko pierwszy będzie brany pod uwagę w przedstawionym rozwiązaniu. Wybór rodzaju pracy 0 powoduje, że bity 2, 5 i 6 słowa sterującego muszą być równe 0, zaś bity 0, 1, 3 i 4 określają rodzaj pracy portów (In czy Out). Bit D7 ustawiany jest zawsze na 1. Możliwe konfiguracje portów są przedstawione w tabeli 1.

Inicjalizujące słowo sterujące przyjęto w postaci 10000001 (129), co powoduje, że porty A i B zostaną ustawione jako wyjściowe, zaś młodsza połówka portu C jako wejście dla ewentualnych wyłączników krańcowych.

Karta jest wybierana liniami A4...A11 przez porównanie w komparatorze IC2 z adresem ustawionym jumperem J1. Włożenie mostka odpowiada ustawieniu wartości bitu na 0. W podanym tu przykładowym programie adres karty wynosi 0DE0h, więc mostki powinny być obsadzone w pozycjach H i C. Wyjścia portów sterują tranzysto-



Rys. 5 Płytką drukowaną, widok od strony elementów

Tabela 1

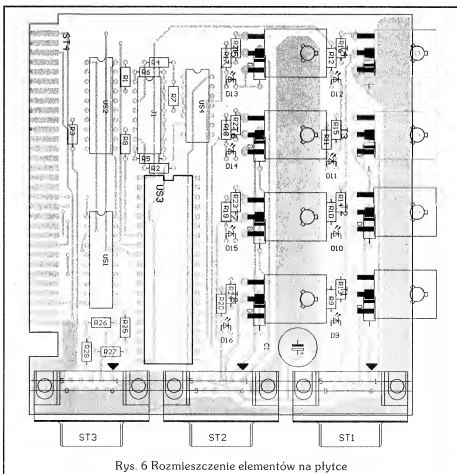
D4	D3	D1	D0	blok A		nr	blok B	
				portA	portC		portB	portC
				H-bit			L-bit	
0	0	0	0	OUT	OUT	0	OUT	OUT
0	0	0	1	OUT	OUT	1	OUT	IN
0	0	1	0	OUT	OUT	2	IN	OUT
0	0	1	1	OUT	OUT	3	IN	IN
0	1	0	0	OUT	IN	4	OUT	OUT
0	1	0	1	OUT	IN	5	OUT	IN
0	1	1	0	OUT	IN	6	IN	OUT
0	1	1	1	OUT	IN	7	IN	IN
1	0	0	0	IN	OUT	8	OUT	OUT
1	0	0	1	IN	OUT	9	OUT	IN
1	0	1	0	IN	OUT	10	IN	OUT
1	0	1	1	IN	OUT	11	IN	IN
1	1	0	0	IN	IN	12	OUT	OUT
1	1	0	1	IN	IN	13	OUT	IN
1	1	1	0	IN	IN	14	IN	OUT
1	1	1	1	IN	IN	15	IN	IN

rami mocy BD243. Ponieważ przy odłączonych uzwojeniach silnika może wystąpić duże napięcie szczytowe, zastosowano diody

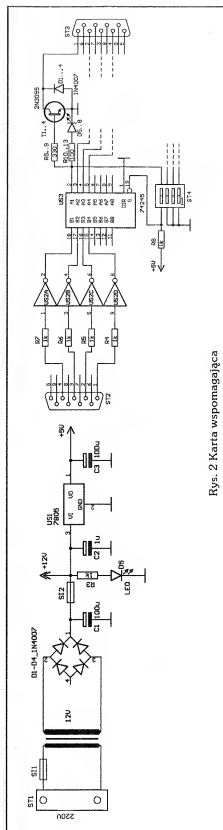
D1...D8 chroniące tranzystory przed zniszczeniem.

Diody świecące D1...D16 sygnalizują stan HI na wyjściach por-

10 CLS  
20 S=&HDE0  
30 REM adres karty sterującej  
40 OUT S+3,129  
45 REM inicjalizacja portu  
50 Y=S+0  
55 REM adres portu A  
60 A=1  
70 B=2  
80 C=4  
90 D=8  
100 PRINT "Taktowanie aktywne"  
110 FOR F=0 TO 360  
120 OUT Y,A+C  
130 GOSUB 280  
140 OUT Y,A+D  
150 GOSUB 280  
160 OUT Y,B+D  
170 GOSUB 280  
180 OUT Y,B+C  
190 GOSUB 280  
200 REM  
210 NEXT F  
220 OUT Y,0  
230 STOP  
240 FOR T=0 TO T=1  
250 NEXT T  
300 RETURN



Rys. 6 Rozmieszczenie elementów na płycie



Rys. 2 Karta wspomagająca

tów.

Napięcie zasilające silnik (12V) jest pobierane z zasilacza komputera, którego obciążalność jest oczywiście ograniczona. W razie potrzeby należy zastosować dodatkową kartę wspomagającą, która posiada własny zasilacz sieciowy na 5 i 12V (rys.2) i obsługuje je-

den silnik. Stąd na jedną kartę sterującą przypada dwie takie karty. Układ jest tak skonstruowany, że umożliwia proste połączenie między kartą sterującą a silnikiem. Jednakże masy obu kart nie mogą być ze sobą połączone!!

Sygnały sterujące są podane przez inwerter IC2 do wzmacniacza magistrali IC3. Daje to możliwość,

za pomocą wejścia EN, odłączenia prądu, gdy silnik znajduje się w stanie spoczynku. Można to wykonać jumperem (ST4) lub przełącznikiem na płycie czołowej. Pozostała część układu odpowiada karcie sterującej, z tym, że zastosowane są mocniejsze tranzystory.

Załączony został program demonstracyjny w Basicu (dla silnika

pracującego w układzie bipolarnym), który można wykorzystać przy uruchamianiu danego silnika.

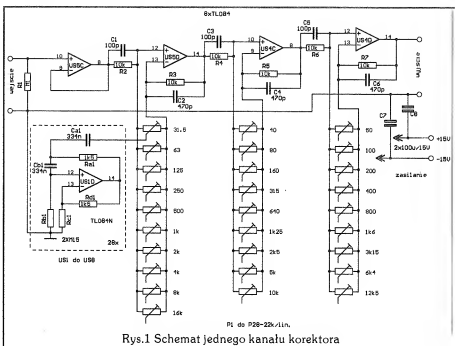
Robert Krzysztofek

Opracowano na podstawie Elrad 12/88

## Stereofoniczny, trzyoktawowy korektor graficzny

Obecnie nie ma już trudności w kompletowaniu sprzętu audio. Korektory graficzne są w miarę tanie i nie opłaca się robić ich domowym sposobem. Opisany poniżej jest małym wyjątkiem. Urządzenie to jest prawie profesjonalne. Posiada regulację w 28 pasmach, w zakresie częstotliwości od 31.5 Hz do 16 kHz. Zakres regulacji wynosi  $\pm 15$  dB, impedancja wejściowa 100 k $\Omega$ , a wyjściowa 0  $\Omega$ . Maksymalny poziom napięcia wejściowego wynosi 3 V, a odstęp napięć zakłócających (potencjometry w środkowym położeniu) – 70 dB. Parametry takie osiągnięto dzięki zastosowaniu wzmacniaczy operacyjnych typu TL084, które posiadają na wejściach tranzystory typu FET.

Rysunek 1 przedstawia schemat jednego kanału korektora. Drugi kanał jest taki sam. Dla uproszczenia zaznaczono linią przerywaną jeden z dwudziestu ośmiu obwodów rezonansowych. W pozostałych członach zmianie ulegają wartości Ca i Cb, rezystory natomiast



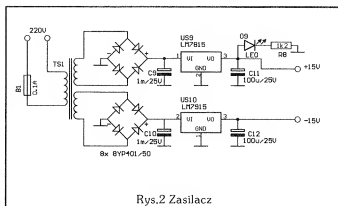
Rys.1 Schemat jednego kanału korektora

mają wszędzie taką samą wartość (spis elementów).

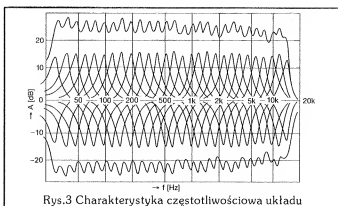
Na rysunku 2 pokazany jest zasilacz, natomiast rysunek 3 jest charakterystyką częstotliwościową

korektora.

Całe urządzenie należy zamknąć w metalowej obudowie.

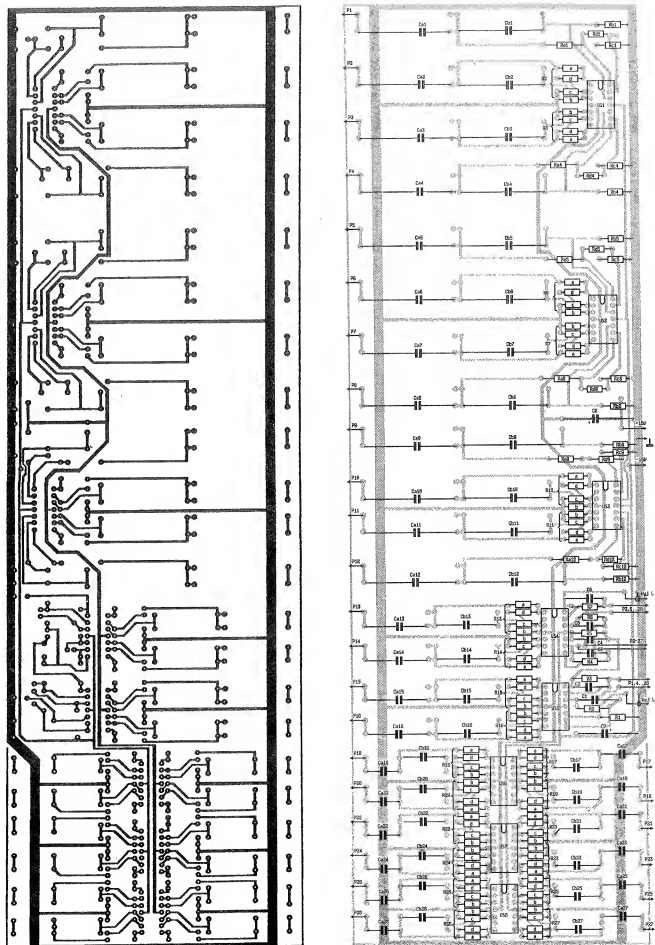


Rys.2 Zasilacz

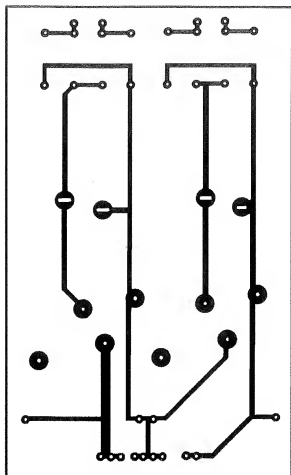


Rys.3 Charakterystyka częstotliwościowa układu

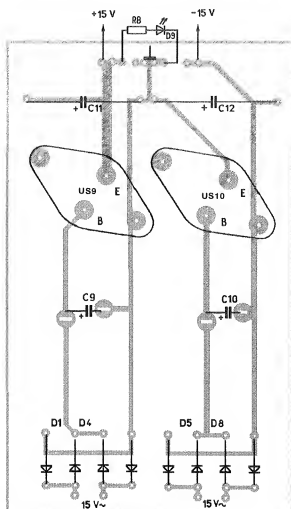




Rys.4 Obwód drukowany oraz rozmieszczenie elementów korektora



Rys.5 Płytki zasilacza



Rys.6 Rozmieszczenie elementów

## Spis elementów:

**Rezystory**

R1	0.1MΩ
R2+R7	10kΩ
Ra1+Ra25	1.5kΩ
Ra26	1.48kΩ
Ra27	1.43kΩ
Ra28	1.38kΩ
Rb1+Rb28	0.15MΩ
Rc1+Rc23	0.15MΩ
Rc24	0.135MΩ
Rc25	0.115MΩ
Rc26	95kΩ
Rc27	90kΩ
Rc28	82kΩ
Rd1+Rd28	1.5kΩ
R8	1.2kΩ

**Potencjometry**

P1+P28	22kΩ liniowy
--------	--------------

**Kondensatory**

CZĘSTOTLIWOŚĆ	NUMER	Ca=Cb
31.5Hz	1	530nF
40Hz	2	422nF
50Hz	3	211nF

63Hz	4	167nF
80Hz	5	132nF
100Hz	6	106nF
125Hz	7	84.2nF
160Hz	8	66.7nF
200Hz	9	53nF
250Hz	10	42.2nF
315Hz	11	33.4nF
400Hz	12	26.5nF
500Hz	13	21.1nF
630Hz	14	16.7nF
800Hz	15	13.2nF
1kHz	16	10.6nF
1.25kHz	17	8.42nF
1.6kHz	18	6.67nF
2kHz	19	5.3nF
2.5kHz	20	4.22nF
3.15kHz	21	3.34nF
4kHz	22	2.65nF
5kHz	23	2.11nF
6.3kHz	24	1.67nF
8kHz	25	1.32nF
10kHz	26	1.06nF
12.5kHz	27	842pF
16kHz	28	667pF

Wszystkie kondensatory mają tolerancję  $\pm 2\%$  (nieceramiczne)  
 C1, C3, C5 100pF ceramiczny  
 C2, C4, C6 470pF ceramiczny  
 C7, C8 100μF/15V  
 C9, C10 1000μF/25V  
 C11, C12 100μF/15V

**Półprzewodniki**

US1+US8	TL084
US9+US10	LM7815
D1+D8	BYP 401/50
D9	dioda świecąca

**Transformator**

EI 20 x 25,	pierwotne 2200zw.
	0.15mm
	wtórne 2 x 150zw.
	0.35mm

Witold Dąbrowski

Od redakcji:

Lepsze efekty można osiągnąć stosując układy scalone TL074

## Spis artykułów – rocznik 1993

	Autor	Nr	Strona	Tytuł	Autor	Nr	Strona
4-bity przewód BCD typu flash	Witold Wrotek	2/93	9	Ogłoszenia		7/93	31
Alarm samochodowy z układami CMOS	Adam Satorc	10/93	11	Ogłoszenia		8/93	31
Alarmy czujnikowe wyświetlacze LTN 211, LTN 221, LTN 243	Zbigniew Koppek	9/93	25	Ogłoszenia		9/93	31
Amatorka sposób kalibracji częstotliwości cyfrowych	Andrzej Kusik	5/93	18	Ogłoszenia		19/93	32
Analogowy układ zmniejszenia/dzielenia napięcia	Aleksander Rode	1/93	2	Ogłoszenia		11/93	29
Budujemy generator szumów	Aleksander Rode	1/93	17	Ogłoszenia		12/93	28
Budujemy prosty 32-bitowy generator wzorcowy	Aleksander Rode	12/93	16	Pamięć SRAM w rejestracji przebiegów analogowych	Robert Krzysztofik	10/93	23
Ciekawy dziańsk częstotliwości	Andrzej Kusik	4/93	10	Parametry odbiornika radiowego	Andrzej Kusik	9/93	11
Cyfliczny bufor RAM jako generator opóźnień	Robert Krzysztofik	3/93	12	PC printer port jako dwukierunkowy port I/O	Robert Krzysztofik	5/93	17
Czasowo - proporcjonalny układ regulacji				PC printer port programuje pamięć EEPROM	Robert Krzysztofik	4/93	20
ogrzewania elektrycznego	Stawomir Szczepaniewicz	8/93	14	Pierwotniejszy układ ADD/ACC	Robert Krzysztofik	7/93	22
Elektroniczne sterowanie głośników	Witold Dobrowolski	8/93	5	Pomiar bardzo małych rezystancji	Aleksander Rode	11/93	10
Elektroniczny dywizor telefoniczny	Stawomir Szczepaniewicz	12/93	10	Pomiar w środowisku zawierających układy CMOS	Robert Krzysztofik	2/93	19
Elektroniczny mikrometr	Robert Krzysztofik	6/93	23	Porównanie wielkości sterujących wzmocnienia operacyjnego	Robert Krzysztofik	8/93	9
Filtry drabinkowe z rezonatorów				Przebiegi prądów w układach cyfrowych	Witold Wrotek	1/93	8
pięciopięciomierz 405 kHz w transceiverze CW/SB	Andrzej Kusik	11/93	26	Projektowanie układów filtrów drabinkowych	Andrzej Kusik	6/93	9
Fuzzy Logic - nowa jakość				Prosty syntezator mowy	Tomasz Dusiński	11/93	5
w elektronicznych systemach sterowania	Robert Krzysztofik	12/93	11	Prosty woltomierz DC/AC	Leszek Madaj	5/93	20
Generator dźwięku głośników	Robert Krzysztofik	3/93	18	Prosty zasilacz laboratoryjny	Leszek Madaj	6/93	12
Generator w cz. z cyfrowym układem stabilizacji częstotliwości	Andrzej Kusik	11/93	14	Przetwornik 1.5V/1.5V	Robert Krzysztofik	8/93	28
Generator z przesuwaniem fazy	Robert Krzysztofik	6/93	27	Przetwornik okres/napięcie	Aleksander Rode	5/93	19
Głów elektroniczny	Witold Dobrowolski	10/93	5	Przykład do multimetru cyfrowego rozszerzającego			
Interfais językowi cyfrowego do IBM PC	Zbigniew Kurbał	7/93	12	zakres mierzonych częstotliwości			
Interfais językowi do IBM PC	Zbigniew Kurbał	1/93	18	Regulator do systemu ogrzewania			
Jak połączyć dwa komputery IBM i łączym Centronics				Regulator kąta wyprężenia zapięcia silnika	Andrzej Kusik	4/93	12
z językiem drukarki	Dariusz Bielewicz	6/93	24	Regulację zasilacza stabilizowanego	Witold Wrotek	10/93	9
Język drukarki - reflektor CB	Witold Dobrowolski	6/93	22	Regulację zasilacza "well states" dla mikroprocesora 8085A	Adam Satorc	10/93	25
Język do interfejsu językowi do PC-ta	Zbigniew Kurbał	12/93	13	Soboty programowania 8085A	Leszek Madaj	7/93	11
Kalibracja klawiszy	Język Sapa	3/93	23	Separator synchronizacji	Robert Krzysztofik	1/93	9
Katalog 74 HXXX		1/93	13	Silniki krokowe z PC-ta	Robert Krzysztofik	12/93	21
Katalog 74 HXXX		2/93	13	Sonda do lokalizacji uszkodzeń			
Katalog 74 HXXX		3/93	13	w systemach mikroprocesorowych	Witold Wrotek	2/93	18
Katalog 74 HXXX		4/93	13	Spis artykułów - rocznik 1993			
Katalog 74 HXXX		5/93	13	Stereo-foniczny, trzysłuchowy korektor głośności	Witold Dobrowolski	12/93	24
Katalog 74 HXXX		6/93	17	Sterownik dźwięku szkolnego	Zbigniew Koppek	11/93	11
Katalog 74 HXXX		7/93	17	Strojona filtr środkowoprzepustowości z dokładnością do 0.1%	Aleksander Rode	8/93	9
Katalog 74 HXXX		8/93	17	SWOP AMP - wzmacniacz operacyjny			
Katalog 74 HXXX		9/93	17	z multiplexowanymi wejściami	Robert Krzysztofik	11/93	18
Katalog 74 HXXX		10/93	17	Sygnalizacja spalania się żarówki	Robert Krzysztofik	9/93	7
Katalog 74 HXXX		11/93	17	Sygnalizator nadawania/odbioru	Witold Wrotek	7/93	9
Katalog 74 HXXX	Witold Wrotek	12/93	17	Sygnalizator analogowy sterujący sygnalem cyfrowym	Aleksander Rode	2/93	5
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	10/93	28	Synteza mowy i efekty dźwiękowe UM 8000	Stawomir Szczepaniewicz	8/93	24
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	2/93	23	Tamperer elektroniczny. Wykorzystanie nieużywanych			
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	3/93	23	bitów adresowych uP 8081	Robert Krzysztofik	4/93	18
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	4/93	23	Testy wydajności LCD	Andrzej Kusik	6/93	15
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	5/93	22	Testyjemny potęgowymy sprzężone	Aleksander Rode	4/93	11
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	6/93	28	Transceptor rozszerzający zakres wzmacnienia operacyjnego	Robert Krzysztofik	7/93	10
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	7/93	28	Tranzystorowy generator małej częstotliwości	Adam Satorc	1/93	20
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	8/93	29	Trasowanie układ zapięcia	Adam Satorc	12/93	3
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	9/93	29	UY 3730 Jaz w MEDTRONIKU. Bezpieczny znak			
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	11/93	28	cyfrowy z alarmem	Witold Dobrowolski	4/93	5
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	12/93	28	Układ cyfrowej stabilizacji częstotliwości FFL	Andrzej Kusik	12/93	14
Katalog tranzystorów produkcji b. ZSRR	Witold Wrotek	1/93	23	Układ detekcji cyfrowej wartości szczytowej	Robert Krzysztofik	7/93	9
Koder/decoder cyfrowy UM 3750	Stawomir Szczepaniewicz	7/93	5	Układ dublujący częstotliwość	Aleksander Rode	2/93	8
Mikroprocesorowy układ WMP I ich zagraniczne odpowiedniki	Zbigniew Pętko	9/93	8	Układ sleep - timer do układów zdanego sterowania cz. I	Tomasz Gołocinski	11/93	7
Mikroprocesorowy zegar sterowniczy cz. I	Jarosław Choma	7/93	28	Układ sleep - timer do układów zdanego sterowania cz. II	Tomasz J. Golocinski	12/93	7
Mikroprocesorowy zegar sterowniczy cz. II	Jarosław Choma	8/93	21	Układ wydzielnia impulsu wygaszenia	Zbigniew Pętko	5/93	11
Modułacja FSK	Aleksander Rode	2/93	21	Układ ułone zapięcia i odfazowywania mowę cz. I	Witold Dobrowolski	5/93	5
Monitor napięcia szuku	Witold Wrotek	1/93	4	Układ ułone zapięcia i odfazowywania mowę cz. II	Witold Dobrowolski	6/93	5
Multimetr mierzący pól fazowy	Aleksander Rode	12/93	9	Układy, nie tylko dla hobbyistów	Stawomir Szczepaniewicz	2/93	6
Napięziomierz populame skalone stabilizatory napięcia stalego cz. I	Jolanta Dobrowolska	1/93	9	Uneswaraty woltomiotromi	Robert Krzysztofik	5/93	21
Napięziomierz populame skalone stabilizatory napięcia stalego cz. II	Jolanta Dobrowolska	2/93	10	Uneswaraty wykrywacz metalu	Zbigniew Pętko	10/93	7
Napięziomierz populame skalone stabilizatory napięcia stalego cz. III	Jolanta Dobrowolska	3/93	9	Urządzenie sygnalizujące do samochodu	Adam Satorc	1/93	10
Napięziomierz populame skalone stabilizatory napięcia stalego cz. IV	Jolanta Dobrowolska	4/93	7	Wykazyjący sygnalizator poziomu syplik materiałow w zbiorniku	Robert Krzysztofik	6/93	21
NE 5037 - 6 bitowy przewódnik A/C z wysiapiami równoległymi	Stawomir Szczepaniewicz	11/93	23	Woltomierz "cyfrowy"	Witold Wrotek	6/93	21
NE 544 - precyzyjny sterownik do serwowmechanizmow cz. I	Stawomir Szczepaniewicz	8/93	12	Wycieczenie komputera	Leszek Madaj	4/93	22
NE 544 - precyzyjny sterownik do serwowmechanizmow cz. II	Stawomir Szczepaniewicz	9/93	9	Wykorzystanie uproszczonej modulacji delta do rejestracji			
NE/SE568 sterownik napięciow generator funkcji	Stawomir Szczepaniewicz	3/93	5	i wytwarzania dźwięku na komputrze IBM PC cz. I	Mirosław Giełoch	2/93	2
Niezłoczly zegar cyfrowy	Witold Wrotek	7/93	15	Wykorzystanie uproszczonej modulacji delta do rejestracji			
Nowy syntezer mowy SD 1016 w DaB Electronic cz. I	Jolanta Dobrowolska	9/93	21	i wytwarzania dźwięku na komputrze IBM PC cz. II	Mirosław Giełoch	3/93	17
Nowy syntezer mowy SD 1016 w DaB Electronic cz. II	Jolanta Dobrowolska	10/93	21	Wzmacniacz bez wzmacniacza	Robert Krzysztofik	8/93	8
Odbiornik kontroli dala krótkofalowca	Andrzej Kusik	7/93	2	Wzmacniacz pomiarowy	Witold Wrotek	5/93	12
Odfazownia		1/93	24	Wzmacniacz szuchawowy	Tomasz Rywkiwicz	9/93	5
Odfazownia		2/93	25	Zerzania komputera w przetrznie	Aleksander Rode	4/93	14
Odfazownia		3/93	25	Zmiana wyznicznika monostabilnego na diatabilny	Aleksander Rode	3/93	21
Odfazownia		4/93	24	Zródła napięcia odniesienia w stabilizacyjnych			
Odfazownia		5/93	23	zasilacz regulowany	Andrzej Dobkowski	3/93	19
Odfazownia		6/93	23	Zródło prądowoe sterowanie napięciem	Witold Wrotek	2/93	

# Katalog tranzystorów b. ZSRR (ciąg dalszy)

## Tranzystory bipolarnie

### Tabela 9

Tranzystory P-N-P, średniej mocy, niskiej częstotliwości.

TYP	Ic mA	Ucer W	Ucbo W	Uebo W	Pcmax/T mW/°C	$\beta$	Fgr MHz
ГТ402А	0.5	25	-	-	600/25	30-80	1
ГТ402Б	0.5	25	-	-	600/25	60-150	1
ГТ402Д	0.5	25	-	-	600/25	30-80	1
ГТ402Е	0.5	25	-	-	600/25	60-150	1
ГТ405А	0.5	25	-	-	600/25	30-80	1
ГТ405Б	0.5	25	-	-	600/25	60-150	1
ГТ402В	0.5	40	-	-	600/25	30-80	1
ГТ402Г	0.5	40	-	-	600/25	60-150	1
ГТ402Ж	0.5	40	-	-	600/25	30-80	1
ГТ405И	0.5	40	-	-	600/25	60-150	1
ГТ402Б	0.5	40	-	-	600/25	30-80	1
ГТ405Г	0.5	40	-	-	600/25	60-150	1

Witold Wrotek

## OGŁOSZENIA DROBNE

STEROWNIKI WĘŻY DYSKOTEKOWYCH, 200 KOMBINACJI. INFORMACJE. KOPERTA ZWROTNA + ZNACZEK, "VOLT-S", UL. MALBORSKA 88/24, 82-300 ELBLĄG

SPRZEDAŁ WOBLOSKOP. WROCŁAW TEL. 57-16-20 PO 18 10

WYKRYWACZ METALI. ALARM MIESZKANOWY. ZESTAWY DO SAMODZIELNEGO MONTAŻU. INFORMACJE GRATIS. KOPERTA ZWROTNA. SYLWESTER KROKAL, 75-337 KOZALIN, UL. K. WYKI 19/8

NAUCZE KORESPONDENCYJNIE PRZESTRAJĄC SPRZĘT RTV (FONIA, UKF, PAL, SECAM). MONTAŻ TELEGAZET, PIŁOTA, WEJŚCIE MONITOROWE, MONTAŻ TV SAT ITP. INFORMACJE. KOPERTA ZWROTNA. WALDEMAR WIECZOREK WIDOK 13/7 98-405 GORZÓW WIELKOPOLSKI

DUŻY WYBÓR INSTRUKCJI SERWISOWYCH DO SPRZĘTU TV, VIDEO, HI-FI ORAZ CZĘŚCI I PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE DO W/W SPRZĘTU OFERUJE FIRMA "KLAR" P.S.P. UL. CHOPINA 11A 74-320 BARTŁĘK TEL. 61 974. WYSYŁKA KATALOGÓW ZA ZALICZENIEM POCZTOWYM

NAPRAWA I PRZESTRAJANIE NA PAL GENERATORÓW K. 935 I K. 938 ORAZ GENERATORÓW ILO-YSKICH. W GENERATORACH K-935, K. 938 I K. 938 INSTALUJEMY RÓWNIEŻ KODERY TELE-TEXTU WRAZ Z TESTEM PODOBNYM DO TELEWIZYJNEGO OBRAZU KONTROLNEGO. TESTOWNIK - WARSZAWA UL. ROBINII 8 A TEL/FAX (02) 687-72-70

SCHEMATY ZAGADNIENI WZMACNIACZY GITAROWYCH, EFEKTÓW. INFORMACJE - KOPERTA ZWROTNA STANISŁAW OGÓŁ, 43 265 KRYWY

PROGRAMATORY I SYMULATORY EPROM. INFORMACJA KOPERTA + ZNACZEK MACIEJ IASKOWSKI 47 400 RACIBÓRZ UL. LOTNICZA 22/4

WYKRYWACZ ROZRÓŻNIAJĄCE METALE PROFESJONALNE - POCZTA PPH "ARMAND" RYSZARDA 44 05 800 PRUSZKOW (0 22) 587348 SZUKAJ ZŁOTA, MILITARIÓW, MONET

PRZYJM. MONTAŻ ELEKTRONICZNY LUB INNA WSPRACĘ W ELEKTRONICE TECHNIK ELEKTRONIK ADAM NOWAK 28 100 BUSKO - ŹRÓDŁO SZUKAJ ZŁOTA, MILITARIÓW, MONET

PILNIE KUPIE SCHEMAT OTVC TOSHIBA 2500 TS PAWEŁ KŁUGER UL. KOZIELSKA 26 47 430 RUDY

POSZUKUJE WSPÓŁPRACOWNIKA Z POMYSŁEM WYKORZYSTANIE SPRZĘTU KOMP. W CELACH ZAROBKOWYCH W FRANCUSK UL. P. SKARGI 5/6 69-129 POZNAN

PODEJME CHALUPNICZĄ MONTAŻ ELEKTRONICZNY MOŻLIWOŚĆ WSPÓŁNOCZESNEGO URUCHOMIENIA KRZYSTOF SZPIŁARSKI, GRODZISK MAZ. KNIĘCIEGO 2 TEL. 55 87-11

SPRZEDAŁ LITERATURE ELEKTRONICZNA DROGAJ TANIO RÓŻNE CZĘŚCI ELEKTRONICZNE RYSZARD WĄTUL UL. MIODOWA 9/19 31-055 KRAKÓW INFO. KOPERTA

ZAMIANE ELEKTRONIK HOBBY 6.7.8.9/93 NA RADIOELEKTRONIK 11/89 MÓJ ADRES TOMASZ KLIM UL. MATEJKI 63 C/4 66-400 GORZÓW WLKP

SZUKAM PIŁOTA DO ISKRY (SAM NADAJNIK) DARIUSZ LEWANDOWICZ 91-408 ŁÓDŹ UL. 19 GO STYCZNIA 1 M 12

KUPIE SCHEMAT (INSTRUKCJE SERWISOWE) GR-RADIA "PRESIDENT VALERY" ALEKSANDER BRONICHY ZYGMUNTA AUGUSTA 17 A/9, 59-700 BOLESŁAWIEC

POSZUKUJE LAMP PY 500 A PL 519 MAREK DOCHNIKAN UL. LUBSKA 16/2 JASIEŃ 68-320 TEL. 71-93-1610 15-TEJ

POSZUKUJE INSTRUKCJE OBSŁUGI OSCYLOSKOPU SO 301 STEFAN NACZK OSIEDLE KASZUBSKIE 21/94 WEJHEROWO 84 200

SPRZEDAŁ ILM W WYMIENIE TUNERA DIONA, WALKMAN SONY AUTOREWERSIT, RADIO SAMOCHODOWE WIELE INNYCH, NADAJNIK MAŁEJ MOCY I ZASIĘGU WIĘKSZY OD 1 KM TV DROZDOWSKI PAWEŁ 59-550 WROCŁAW UL. ŚLICZNA 49/25 DOPIS. DROZDA

KUPIE TRANZYSTORY: 21X 213, 21X 313, 21X 651 LUB ODPOWIEDNIEJ MARCIN TARNOWSKI 94-058 ŁÓDŹ UL. BATALIONÓW CHŁOPSKICH 9/22

KUPIE ZESPÓŁ NAPIĘDOWY LUB USZKODZONY MAGNETOWID NVG 21 PANASONIC ELEKTRYCZNIEM M. LUBISZEWSKI AL. ARMI KRAJOWEJ 53 M 90 CZĘSTOCHOWA 42-260

SPRZEDAŁ MONITOR HERKULES. PŁYTKI AT 286 1 MB RAM 12 MHz. STACJE DYSKÓW 1.2 MB 5.25 WĄSKŁY DARIUSZ UL. GABRIEŁA 9 JANÓW PODŁASKI 21-505

MONTER UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH Z PRAKTYKĄ. PODEJMIĘ PRACĘ W SYSTEMIE CHALUPNICZYM OFERTY KIEROWCA POD ADRESEM MACIEJ STROT 278-118 SZCZECIN UL. SZPITALNA 14 A 1

KTO ODDA BEZPŁATNIE LUB ZA SYMBOLICZNĄ OPŁATĄ KOMPUTER KLASY PC XT LUB AT I POTRZEBUJĄCY STUDENT KAROL REMISZEWSKI 89-206 ZALESIE SPRAZEDAŁ 66 X 8 STACJE 1050 MAGNETOPON CA 12 TUMBO CARTRIDGE, JOYSTYK, DYSKIETKI, KASETY 4 500 000 DOREK KRZYSZTOF LUCHOW DOJNY 7 23-42 LUCHOW GÓRNY WCL. ZA MOC

WYKRYWACZ ROZRÓŻNIAJĄCY METALE DO POSZUKIWANIA ZŁOTA, MILITARIÓW SPRZEDAŁ OKSIENIUK RYSZARDA 44 05-800 PRUSZKOW (0-22) 587-348 TANIŃ

SZUKAM SPONSORA (PRYWATNEGO LUB PAŃSTWOWEGO) DO URUCHOMIENIA PRODUKCJI URZĄDZEN ELEKTRONICZNYCH OPŁE 45-777 UL. ZWYCIĘSTWA 17/13

KUPIE SYNTEZĘ DO RADIOELEFONU COLT 359 C 5121 RADOSŁAW MACIĄK UL. ŚŁOWACKIEGO 42 OGRODZENIE 42-440 WOJ. KATOWICIE

PODEJME CHALUPNICZĄ MONTAŻ URZĄDZEN ELEKTRONICZNYCH. POSIADAM UPRAWNIENIA SEP DO 15KV CIOWIANIA KRZYŻSTOF MIEKINIA 287 32-062 NOWA OŚA

PODEJME PRACĘ W KAŻDEJ DZIEDZINIE ELEKTRONIKI. NAJLEPIJ CHALUPNICZWO. WIEDZA, DOŚWIADCZENIE - R. PROSOWICZ UL. KOLEJOWA 78 RADŁÓW 33-130

TESTY TV. KATALOG I INNE PROGRAMY NA C-64 DLA ELEKTRONIKÓW OFERUJE ELKO 11-200 BARTOSZYCE UL. SPORTOWA 20 OFERTA-KOPERTA ZWROTNA

ELEKTRONIK PODEJMIĘ CHALUPNICZĄ MONTAŻ ELEKTRONICZNY Z MATERIAŁÓW POWIERZONY TEL. KONTAKTOWY CZĘŁADZ 032-95 11 42

KUPIE "PRAKTYCZNY ELEKTRONIK" NR 2,3,4,5/92, 1/93 CIEKLIŃSKI P. 66 DARŁOWO 76 150

ELEKTRONIK Z DOŚWIADCZENIEM POSZUKUJE PRACY W BRANŻY ELEKTRONICZNEJ ETAT ZIELCENIA CHALUPNICZWO POSIADAM PRACOWNIĘ SAMOCHÓD A. ŚLEDZIEWSKI KRAKÓW 378-344

EASY AIEL - OPROGRAMOWANIE DO PROJEKTOWANIA UKŁADÓW PLD FIRMY DATA I/O DYSTRYBUCA WIG ELECTRONICS 00-695 WARSZAWA NOWOGRODZKA 42

MIKRONAJADNIK FM - MIKROSPRZĘG. WYMIARY: 20 X 35 MM. ZASILANIE - 9V ZASIĘG - 2000M. CENA 50 TYŚ. INFORMACJE X Z D. K. SKR. POCT 93 OŁAWA 55-200

PILNE OKUPIE INSTRUKCJE DO ZABAWKI - ZESTAWU LABORATORIUM 101 F. MY "NOWA" Z OTWÓCKA MOŻE BYĆ KSIĘG MACIEJ BRYLA LESZCZYŃSKI 44-230 UL. SWOBODY 5

SPRZEDAŁ ZAMIANE RADIOELEFONU ZEWM RADOM - CZĘŚCI-MIERNIK V-640 RYSZARD JUSZCZYK 28-340 ŚĘDZISZÓW OS. SĄDY 10/15 TEL. (0-498) 113557 PO 17-TEJ

SZUKAM PRACY ZWIĄZANEJ Z ELEKTRONIKĄ MOŻE BYĆ MONTAŻ CHALUPNICZWO SAMOCHÓD MAREK TOPORCZYK KOŃSKI 21 57-215 ZARZĄCA

SPRZEDAŁ KOMPUTER ATARI 1300 XE Z MAGNETOFONEM CA 12 OPROGRAMOWANIEM 1 500 000 ZŁ S. LEDOWŃ KOSIŃSKA UL. ŚLĄSKA 21 WOJ. CZĘSTOCHOWA

PODEJMIĘ MONTAŻ UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH ZUBRZYCKI ROBERT UL. DZIERŻYŃSKIEGO 9 B/2 OŚNO LUB 69-220 WOJ. GORZÓWSKIE

**Redakcja miesięcznika**

# **ELEKTRONIK** **nowy**

**składa Szanownym Czytelnikom  
życzenia wszelkiej pomyślności  
w Nowym Roku**

Jednocześnie z przykrością  
informujemy, że P.W. „ARTCOM”  
zawiesza swoją działalność  
wydawniczą z dniem 31.12.1993r.